tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 47 — nr. 4 — 1982

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en - verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 60,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 60,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De door het Genootschap ingestelde examens worden afgenomen in samenwerking met de "Vereniging tot bevordering van Elektrotechnisch Vakonderwijs in Nederland (V.E.V.)". Het betreft de examens:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur N.E.R.G.";
b. op middelbaar technisch niveau: "Middelbaar Elektronica technicus N.E.R.G.".

Voor deelname, inlichtingen omtrent exameneisen, reglement, en uitgewerkte opgaven wende men zich tot het Centraal Bureau van de V.E.V., Barneveldseweg 39, 3862 PB Nijkerk; tel. 03494 - 4844.

CODING STRATEGIES FOR SOME DETERMINISTIC MULTI-USER CHANNELS

Prof.dr.ir. J.P.M.Schalkwijk and dr.ir. A.J.Vinck

University of Technology, Eindhoven

We consider strategies for deterministic multi-user channels, i.e. for a memory with known defects, for a multiple-access channel, for a broadcast channel, and for a two-way channel. For the two-way channel we use a coding technique introduced by Schalkwijk and known as "coding on the unit square".

I. INTRODUCTION

There are large electrical networks such as a network of power lines, and there are small electrical networks such as an IF filter. The theory of electrical networks applies to both. In analogy, there are large communication networks using satellites in geostationary orbit, and there are small communication networks such as 64K bit memories realized on a single integrated circuit chip. Likewise, the information theory of multi-user channels that is the subject of this mornings talk applies to both. We carry the analogy between electrical- and communication networks a little further. The theory of electrical networks initially concerns networks of passive (quiet) elements, i.e. R's, L's, and C's. Likewise, in communication networks we consider noiseless (quiet) or deterministic multi-user channels.

Whereas, in an electrical network there is a flow of electrical charges, the commodity that flows in a communication network is information. As among this audience the concept of information is probably less well understood as that of an electrical charge, we will in Section II first explain what is meant by the amount of information that flows through a deterministic (or nondeterministic) channel. Then we consider coding strategies for deterministic multi-user channels, i.e. for a memory with known defects, for a multiple-access channel (MAC), for a broadcast channel (BC), and for a two-way channel (TWC). For the TWC we use a coding technique (Schalkwijk, 1982) known as coding on the unit square.

II. INFORMATION FLOW

The amount of information of a sequence of symbols equals the shortest length of an equivalent string of digits, i.e. a string from which the original symbol sequence can be reconstructed! If the equivalent string is a string of 0's and 1's then we refer to its length as the information in bits. Suppose now that our original sequence of symbols is the input sequence of a communication channel. Then possession of the corresponding channel output sequence allows one, in general, to find a shorter equivalent string representation of the original channel input sequence. The information flow across the channel is now equated to the reduction in length of a shortest string representation of the channel input sequence, made possible by observing the channel output. In the next paragraph we give a concrete example.

Consider the deterministic channel of Fig. 1.

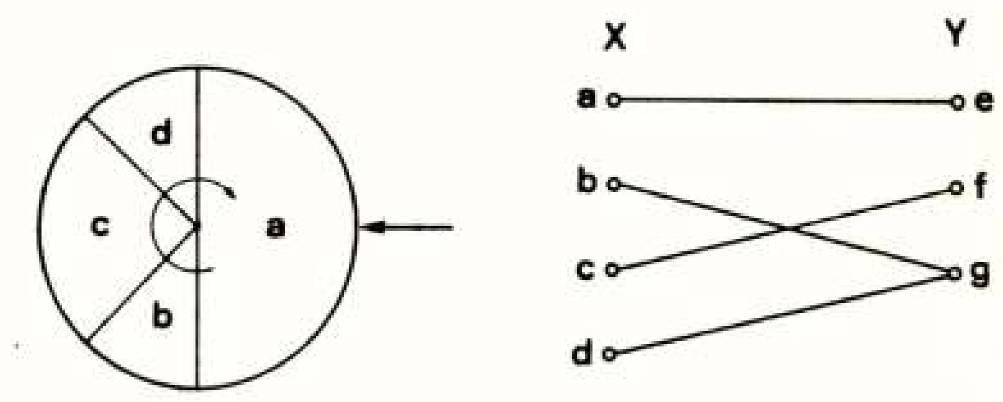


Fig. 1. A deterministic channel.

The channel input sequence of a's, b's, c's and d's is generated by the roulette. Let the sectors a, b, c, and

d spann 180, 45, 90, and 45 degrees. The shortest binary representation of a channel input sequence can be obtained with Huffman coding (Huffman, 1952) by replacing $a \to 0$, $b \to 110$, $c \to 10$, and $d \to 111$. Equating the amount of information I(x) of a symbol $x \in A_X := \{a,b,c,d\}$ to the length of this shortest representation, we see that I(a)=1, I(b)=3, I(c)=2, and I(d)=3. The average information I(X) of the channel input equals

$$I(X)=\sum_{x \in A_X} P(x)I(x)=7/4 \text{ bits per symbol.}$$

The channel output sequence of e's, f's, and g's, see Fig. 1, only leaves ambiguity about the channel input sequence of a's, b's, c's, and d's in places where a g is received. Given the channel output sequence of e's, f's, and g's the ambiguity about the channel input can be resolved with a binary string of length equal to the number of g's in the channel output sequence. Coding an input b given an output g into $b|g \to 0$, and coding an input d given an output g into $d|g \to 1$ we obtain a shortest equivalent string for the channel input given the channel output. So, the conditional information $I(b|g)=I(d|g)=1$ bit per symbol. All other conditional informations are zero. The average conditional information $I(X|Y)$ of the channel input given the channel output thus equals

$$I(X|Y)=\sum_{x \in A_X}\sum_{y \in A_Y} P(x,y)I(x|y)=1/4 \text{ bit per symbol.}$$

Hence, before observing the channel output we needed on the average 7/4 binary digits per symbol to efficiently describe the channel input. After observing the channel output we need on the average 1/4 binary digits per input symbol. The average information flow I(X;Y) across the channel is thus

$$I(X;Y)=7/4-1/4=3/2 \text{ bit per transmission.}$$

III. UNKNOWN DEFECTS

Consider an integrated circuit (IC) memory chip of which a fraction p of the cells is defective. Fig. 2 gives a schematic representation of the generic memory cell.

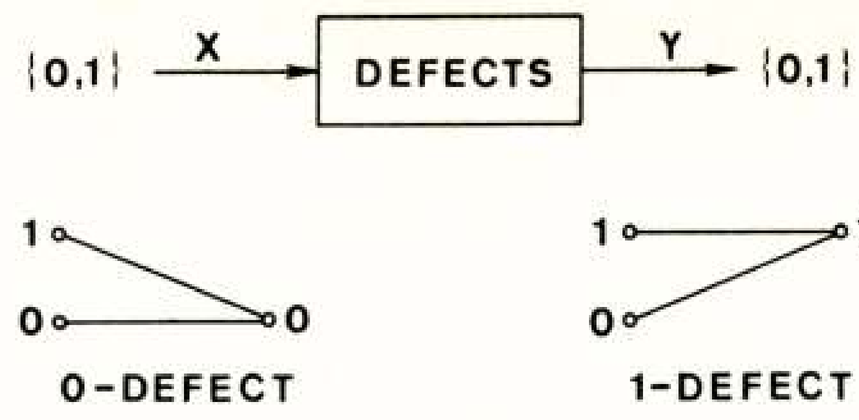


Fig. 2. Cell with unknown defect.

A binary random variable X is stored into the cell during the writing cycle. In the reading cycle we obtain the binary random variable Y, which in the ideal (p=0) situation always equals X. We distinguish, see Fig. 2, between 0-defects and 1-defects, i.e. between defective cells that always produce a "0" or a "1", respectively, when being read.

If the binary random variable X takes on the values 0 and 1 with equal probability, then the probability of a read error equals p/2. It is well known from classical information (Shannon) theory that in this case the amount of information I(X;Y) that can be stored is upper bounded by

$$I(X;Y) \le 1-h(p/2) \text{ bits per memory cell,}$$

where $h(x)=-\log_2 x-(1-x)\log_2(1-x)$ is known as the binary function. Fig. 3 is a plot of h(x). Note that when p=1/2

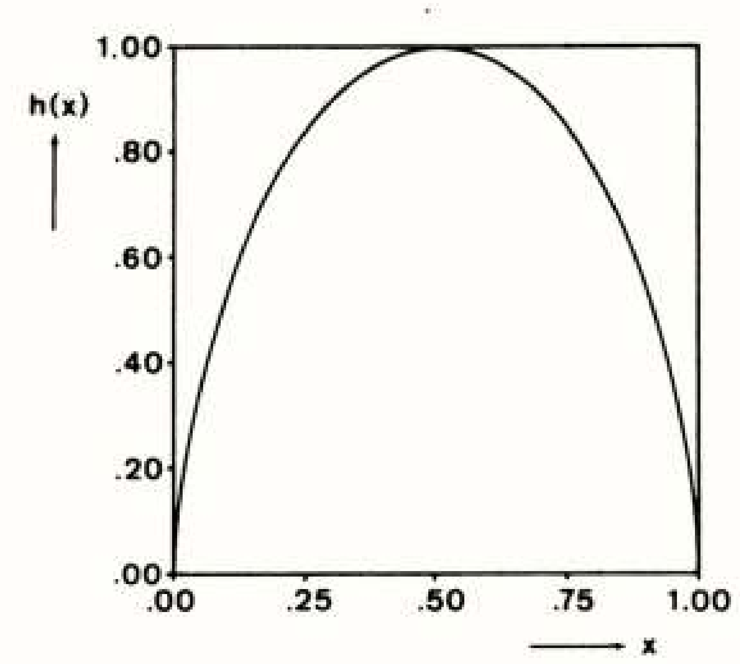


Fig. 3. Binary entropy function.

are defective we can store at most

$$1-h(1/4)= .18872 \text{ bits per memory cell.}$$

The remaining nondefective memory space is necessary to inform the reader about the location of the defects. In the next section we will consider an interesting situation where asymptotically for large memories all nondefective space can be used to store information without the need of using good memory space to specify the location of defects!

IV. KNOWN DEFECTS

Again consider an IC memory chip of which a fraction p of cells is defective. Let $\underline{D}$ be a ternary N-vector having 0's at the locations of the 0-defects, 1's at the locations of the 1-defects, and 2's elsewhere, N being the total number of cells of the memory chip. Further assume that $\underline{D}$ is known to the writer (not to the reader), see Fig. 4. Then we have the following important (Kutznetsov and Tsybakov, 1974) result. The number of

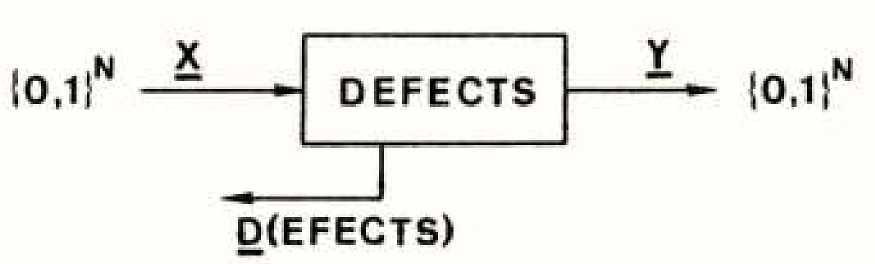


Fig. 4. Memory with known defects.

bits of information $I(\underline{X};\underline{Y}|\underline{D})/N$ per memory cell that can be stored has an asymptotically (N) achievable upper bound given by

$$I(\underline{X};\underline{Y}|\underline{D})/N \leq 1-p \text{ bits per memory cell.}$$

Outline of proof: The probability $P_{\underline{D}}(\underline{x})$ that a randomly chosen binary input vector $\underline{x}$ agrees with a particular vector of defects $\underline{D}$ in its 0/1-positions equals

$$P_{\underline{D}}(\underline{x})=2^{N-e}/2^N=2^{-e},$$

where the total number e=pN of defects is the number of non-2 components of $\underline{D}$. Now consider a random subset B of the 2^N possible $\underline{x}$ sequences, and let $|B|$ stand for the cardinality (number of elements) of B. The probability $P_{\underline{D}}[B]$ that a certain vector of defects $\underline{D}$ is not matched by some $\underline{x}$ within B equals

$$P_{\underline{D}}[B]=(1-2^{-e})^{|B|} \leq \exp(-|B|2^{-e}).$$

Hence, by chosing

$$|B|=2^{N(p+\varepsilon)}, \varepsilon > 0,$$

we see that $P_{\underline{D}}[B] \to 0$ as $N \to \infty$. Now partition the 2^N possible $\underline{x}$-sequences randomly over M(N) bins $B_1, B_2, \ldots, B_{M(N)}$. To send (store) the i-th message, i=1,2,... ,M(N), send that $\underline{x} \varepsilon B_i$ that matches the known defects $\underline{D}$ of the memory chip. This particular $\underline{x}$ is correctly received (read)! In order for the probability $P_{\underline{D}}[B_i]$ of not being able to find a match in B_i to vanish we need $|B_i|=2^{N(p+\varepsilon)}$. Hence, the number M(N) of messages (bins) equals $M(N)=2^N/2^{N(p+\varepsilon)}=2^{N(1-p-\varepsilon)}$, and

$$I(\underline{X};\underline{Y}|\underline{D})/N=[\log M(N)]/N=1-p-\varepsilon.$$

Q.E.D.

Note that when p=1/2 of the cells are defective we can store

1-1/2=.50000 bits per memory cell

as compared to .18872 bits per memory cell in the previous section, an unbelievable improvement!

Both for p=1/N, and for p=(N-1)/N there are simple and optimal coding strategies. In the first case where p=1/N we have e=1 defect. Partition the $\underline{x}$-sequences over $M(N)=2^{N-1}$ bins $B_1, B_2, \ldots, B_{2^{N-1}}$ as follows. Put 0... 00 and its modulo-2 complement 1... 11 in B_1, put 0... 01 and its modulo-2 complement in B_2, etc. The storage capacity is

$$I(\underline{X};\underline{Y}|\underline{D})/N=(\log 2^{N-1})/N=1-1/N \text{ bits per memory cell}$$

as it should be for p=1/N. Next consider the case where p=(N-1)/N, i.e. we have e=N-1 defects. Partition the $\underline{x}$-sequences over M(N)=2 bins B_1 and B_2, i.e. put all $\underline{x}$'s of odd parity in B_1 and all $\underline{x}$'s of even parity in B_2. The storage capacity is

$$I(\underline{X};\underline{Y}|\underline{D})/N=(\log 2)/N=1-(N-1)/N \text{ bits per memory cell}$$

again as it should be, but now for p=(N-1)/N.

Feedback strategies (Schalkwijk, 1971) can be used to correct known defects. However, straight forward application only yields a storage capacity of 1-h(p/2) bits per memory cell. To attain 1-p bits per memory cell modification of the known strategies will be necessary.

V. MULTIPLE-ACCESS CHANNEL

The MAC has two inputs X and Y, and a single output Z. Consider, as an example, the binary adder channel of Fig. 5. The ternary output Z is the sum Z=X+Y of the two binary input random variables X and Y. The capacity

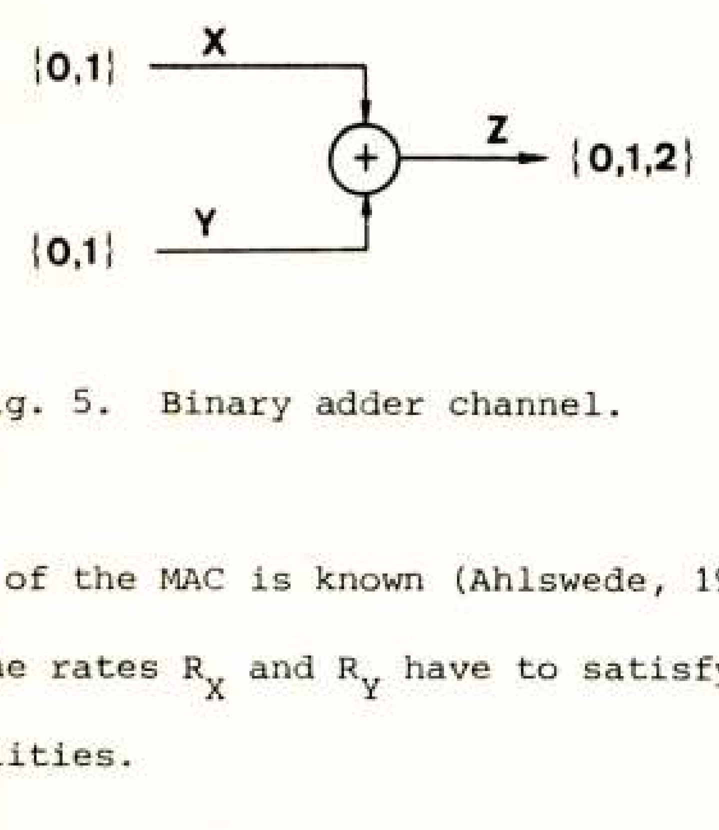


Fig. 5. Binary adder channel.

region of the MAC is known (Ahlswede, 1971; Liao, 1972), i.e. the rates R_X and R_Y have to satisfy the following inequalities.

$$R_X \leq I(X;Z|Y)$$
$$R_Y \leq I(Y;Z|X)$$
$$R_X+R_Y \leq I(XY;Z),$$

where the input distribution $P_{XY}(x,y)$ is allowed to vary over all product distributions $P_{XY}(x,y)=P_X(x)P_Y(y)$. For the binary adder channel of Fig. 5 the capacity region is plotted in Fig. 6. Note that the rate pairs (R_X,R_Y)

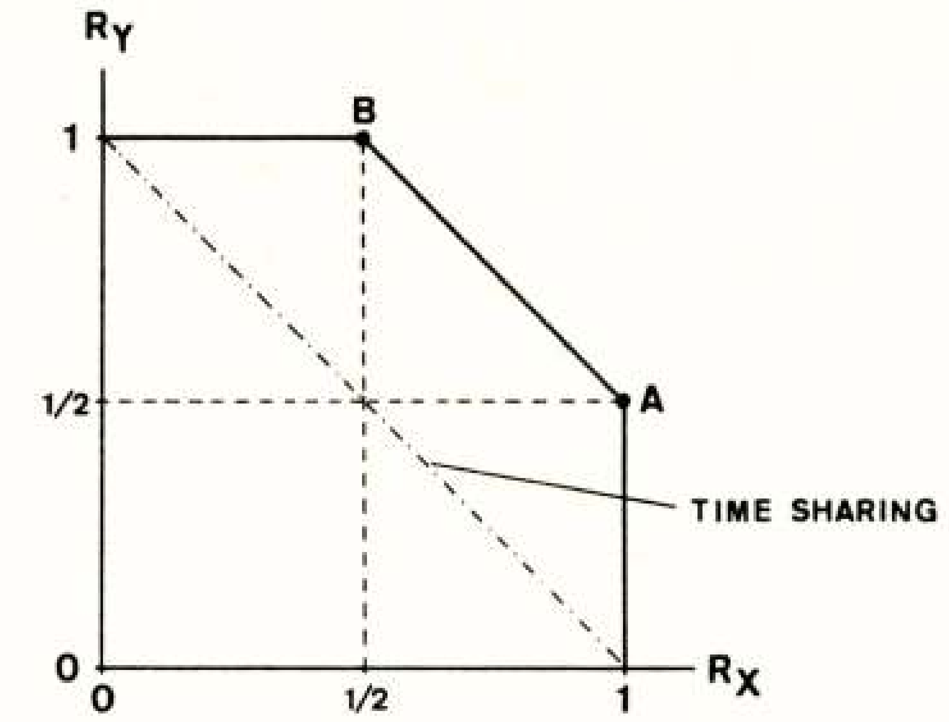


Fig. 6. Capacity region of binary adder channel.

that can be achieved with time (frequency) sharing are confined to the straight line connecting the points $(R_X,R_Y)=(1,0)$ and $(R_X,R_Y)=(0,1)$. Hence, rates much larger than those obtainable with time sharing are possible!

That the point A in Fig. 6 is achievable can be understood as follows. Present a sequence $\underline{X}$ of independent identically distributed (i.i.d.) binary random variables to the X input, where $P_X(0)=P_X(1)=1/2$. If this sequence $\underline{X}$ can be recovered from the output sequence $\underline{Z}$ then $R_X=1$ bit per transmission. Now look at the resulting Y→Z channel, see Fig. 7. An input y=0 can result in an output z=0 or in an output z=1 if the corresponding X input

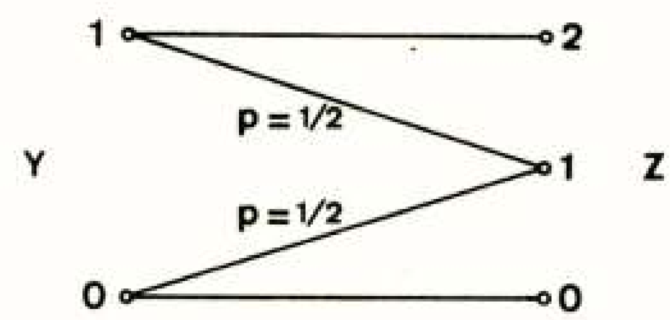


Fig. 7. Binary erasure channel.

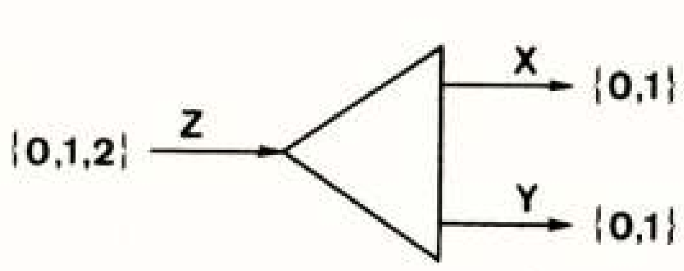
equals x=1 which happens with probability $P_X(1)=1/2$. Likewise, an input y=1 can result in an output z=2 or in an output z=1 if x=0 which happens with probability $P_X(0)=1/2$. Information can reliable be sent through such a binary erasure channel at rates up to the capacity $C_E=1-p=1/2$ bit per transmission. Coding the input sequence $\underline{Y}$ for reliable transmission over the binary

erasure channel of Fig. 7 we achieve R_Y=1/2 bit per transmission. Knowing the input sequence $\underline{Y}$ from decoding the corresponding output sequence $\underline{Z}$ we can now recover the input sequence $\underline{X}$ as $\underline{X}=\underline{Z}-\underline{Y}$. By symmetry the point B in Fig. 6 is also achievable and time sharing gives us the remaining part of the boundary to the capacity region of Fig. 6.

The capacity of the MAC with cribbing encoders, i.e. where one or both encoders see the other's code sequence up to or including the present symbol, is known (Willems, 1981). Likewise, the capacity region of the binary adder channel of Fig. 5 with noiseless feedback to one or both inputs is known (Willems, 1982). However, the capacity region of the general MAC with feedback is unknown. Here is an interesting and fundamental problem that should not be laid aside as being too theoretical. If researchers had refrained from working at artificial channels like the binary adder channel of Fig. 5 one might not have discovered so soon that time (frequency) division is by no means optimum. Realizing this, however, means that more channels can be packed in the same frequency band!

VI. BROADCAST CHANNEL

The BC is the dual of the MAC, i.e. a BC has a single input Z, and two outputs X and Y. Consider, as an example Blackwell's BC as given in Fig. 8. Inputs z=0 and z=1 result in outputs x=y=0 and x=y=1, respectively.However,



Z	X	Y
0	0	0
1	1	1
2	1	0

Fig. 8. Blackwell's broadcast channel.

an input z=2 gives x=1 and y=0. A general expression for the capacity region of the BC is not known! The capacity region of Blackwell's BC was recently found by Gelfand (Gelfand, 1977), and is shown in Fig. 9. This beautiful capacity region is the convex hull of two binary entropy functions h(x). Again, as was the case with the MAC, the capacity region significantly exceeds the time (frequency)

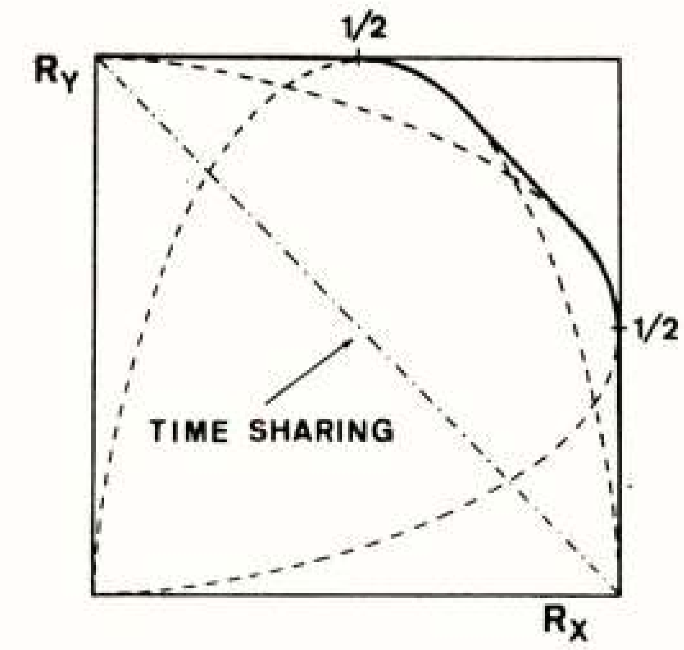


Fig. 9. The capacity region of Blackwell's BC.

sharing region. In the next paragraph we show the achievability of Gelfand's region.

The Z→X information stream is coded into 0's and 1/2's. As the X output cannot distinguish between the inputs z=1 and z=2 we reserve the z=1/2 alternative for the Z→Y information stream. Now if $P_Z(0)$=p then R_X=h(p) bits per transmission. For the Z→Y information stream the input z=0 acts as a defect, i.e. for an input z=0 the output is always y=0 whereas for an input z=1/2 the output y could also be y=1 (in the case that z=1). Now invoking the Kuznetsov and Tsybakov result of Section IV we see that R_Y=1-p bits per transmission is achievable. The rate pair (R_X,R_Y)=(h(p),1-p) corresponds to the horizontal dashed h(x) curve in Fig. 9. By symmetry we also have a vertical dashed h(x) curve, and time sharing, i.e. taking the convex hull, completes the boundary to the capacity region in Fig. 9.

Note that feedback from one (semi feedback) or both outputs of Blackwell's BC does not make sense as for this deterministic channel given the input, both outputs are known.

VII. TWO-WAY CHANNEL

The TWC, see Fig. 10, introduced by Shannon (Shannon, 1961) in 1961 marks the beginning of information theore-

tic research on multi-user channels. Of all the multi-user channels treated so far it is the most difficult one. Its capacity region G is not known. In the case of

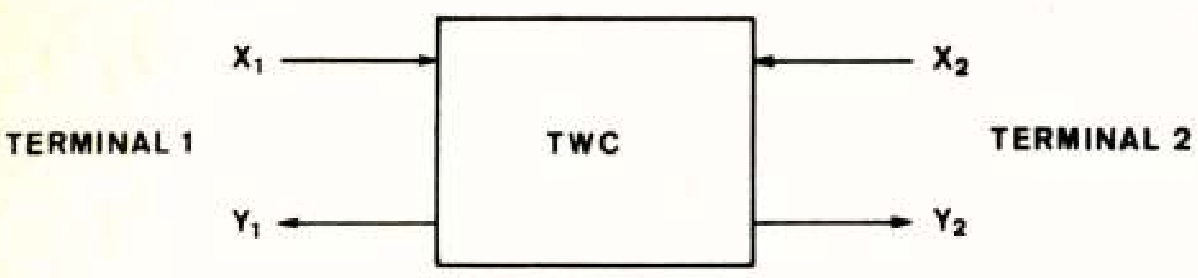


Fig. 10. Two-way channel.

the MAC and the BC the information flow is from left to right allowing familiar coding techniques. However, in the case of the TWC each terminal by observing its own output gets some information concerning the effect of its past inputs, i.e. except the normal information flow from one terminal to the other there is also a circular flow of information back to the same terminal. This circular information flow implies that familiar coding techniques, in general, do not suffice to operate the TWC at capacity and game theoretic coding strategies are necessary. As there are many more coding strategies than there are simple codes, circular information flow in a network complicates the coding problem by an order of magnitude.

We will now give a simple but fundamental example, see Fig. 11, of a TWC. Blackwell's binary multiplying channel (BMC), or the AND-gate, has an output $Y=Y_1=Y_2$

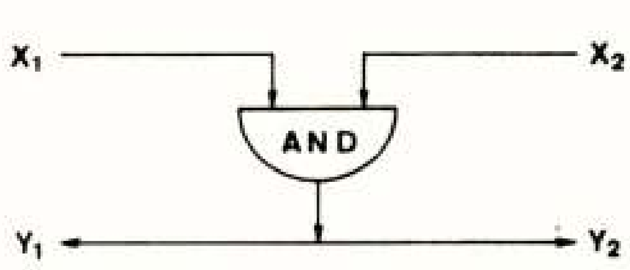


Fig. 11. Blackwell's binary multiplying channel.

that equals $Y=X_1X_2$, where both inputs X_1 and X_2 and thus also the output Y are binary random variables. Shannon has given an inner bound G_i and an outer bound G_o to the capacity region of the general TWC. The inner bound G_i is obtained by maximizing the information rates $I(X_1;Y_2|X_2)$ and $I(X_2;Y_1|X_1)$ over all product distributions $P_{X_1X_2}(x_1,x_2)=P_{X_1}(x_1)P_{X_2}(x_2)$, i.e. the inner bound G_i is obtained by assuming the inputs X_1 and X_2 at both terminals to be statistically independent. The outer bound G_o is obtained by maximizing $I(X_1;Y_2|X_2)$ and $I(X_2;Y_1|X_1)$ where $P_{X_1X_2}(x_1,x_2)$ is no longer restrained to be of the product type. Fig. 12 gives G_i and G_o for the BMC as computed by Shannon (Shannon, 1961). For 21 years it has

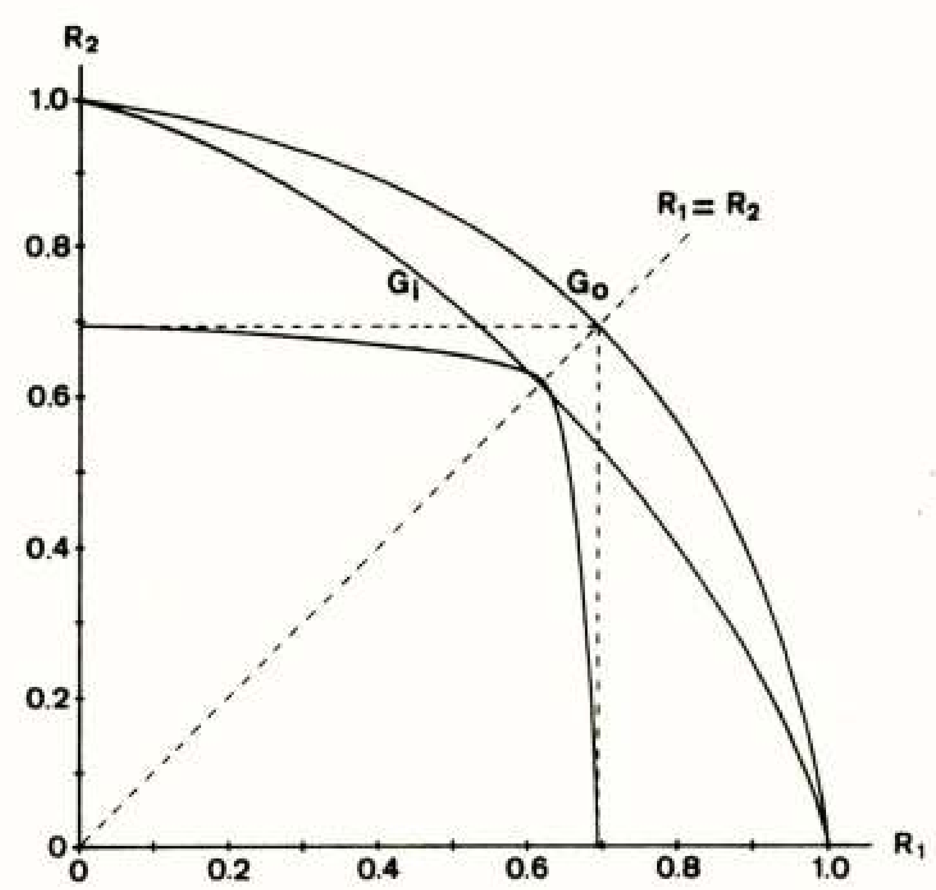


Fig. 12. Achievable rate pairs (R_1,R_2) for the BMC.

been thought that a memoryless element like the AND-gate (BMC) should be operated by i.i.d. sequences $\underline{X}_1$ and $\underline{X}_2$, i.e. $P_{X_1,X_2}(x_1,x_2)=P_{X_1}(x_1)P_{X_2}(x_2)$, implying that the capacity region G of the AND-gate (BMC) coincides with the Shannon inner bound region G_i. However, recently a coding strategy (Schalkwijk, 1982) was found that outperforms the Shannon inner bound region G_i as indicated in Fig. 12. In the next paragraph we will give an intuitive idea of Schalkwijk's strategy of coding on the unit square. For a complete description the reader is refered to the IEEE Transactions on Information Theory.

We restate our problem. Consider Fig. 13 where two participants 1 and 2 are permitted to operate their respective switches once every second. The participants can not see each other but both can see the light that may be switched on as a result of them manipulating their

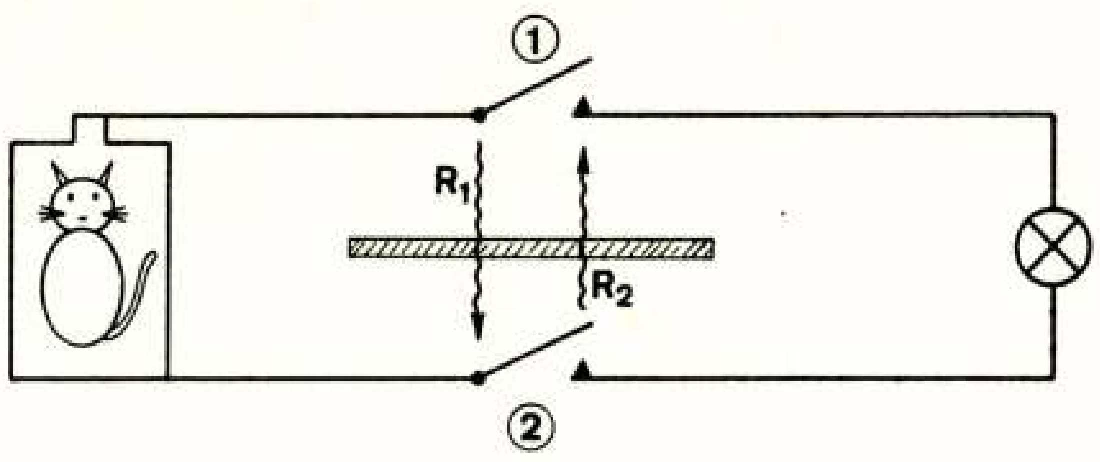


Fig. 13. Alternative statement of BMC problem.

switches. Assume the symmetric situation where the amount of information R_1 that 1 sends to 2 equals the amount of information R_2 that 2 sends to 1 by both of them observing the light. Find a coding strategy that yields a high common value $R=R_1=R_2$ of the transmitted information. Here it is! The messages θ_1 and θ_2 at terminal 1 and terminal 2, respectively, can each take on the values 0,1, and 2, see Fig. 14. To each pair (θ_1, θ_2) of messages corresponds one of the nine subsquares of the 3×3 square. On the first transmission if θ_i=0

θ_1 \ θ_2	2	1	0
2	011	010	00
1	010	101	100
0	00	100	11

Fig. 14. Coding on a 3×3 square.

or 1 send x_{i1}=1, otherwise send x_{i1}=0, i=1,2. In the four subsquares in the lower right hand corner we receive y_{i1}=1, in the remaining five subsquares we receive y_{i1}=0, i=1,2, as indicated in Fig. 14. If on the first transmission y_{i1}=1, i=1,2, was received then on the second transmission if θ_i=0 send x_{i2}=1, otherwise send x_{i2}=0, i=1,2. In the subsquare in the lower right hand corner we receive y_{i2}=1, i=1,2, etc. Note, in Fig. 14, that both the lower left hand subsquare and the upper right hand subsquare have an output y_{i1}, y_{i2}=00, i=1,2. Knowledge (compare the conditioning on X_2 in $I(X_1;Y_2|X_2)$) of the local message enables the receiver to resolve the ambiguity! Also note that three subsquares require two transmissions each, and six subsquares require three transmissions each. Hence, the transmission rate becomes

$$R=\log_2 3/(\tfrac{3}{9}\times 2+\tfrac{6}{9}\times 3)=.59 \text{ bits per transmission.}$$

We started our presentation by calling attention to the analogy between electrical networks and communication networks. Finishing in a similar fashion, it turns out that the XOR should be operated with sequences of independent inputs whereas the AND and the OR require dependent input sequences, i.e. input sequences with memory. So, one could compare the XOR to a resistor, the AND to an inductance, and the OR to a capacitor.

VIII. CONCLUSIONS

The theme "mutilation, loss, and theft of information" of the meeting at which these results were presented concerned three important aspects of communication networks, i.e. coding for error control, protocols, and cryptografy, respectively. This paper concerns the first aspect of coding and capacities. An up to date review on the capacity regions of multi-user channels can be found in the IEEE Transactions on Information Theory (v.d.Meulen, 1977) and also in the Proceedings of the IEEE (El Gamal and Cover, 1980). A review article also covering protocols and cryptografy will appear shortly in Reports on Progress in Physics (Schalkwijk, 1982 to appear).

ACKNOWLEDGEMENT

The authors wish to thank Mr.H.M.Creemers and Mrs. T.Bijl for their help in preparing the manuscript.

REFERENCES

Ahlswede, R. 1971, Proc.2nd Int.Symp.Inform.Theory (Tsahkadsor, Armenian S.S.R.) (Budapest, Hungary: Akadémiai Kiadó).

El Gamal, A. and Cover, T.M.1980 Proc.IEEE 68, 1466-1483.

Gelfand, S.I., 1977, Problemy Peredachi Informatsii, 14, 28-34.

Huffman, D.A., 1952, Proc.IRE, 40, 1098-1101.

Kuznetsov, A.V. and Tsybakov, B.S., 1974, Problemy Peredachi Informatsii, 10, 52-60.

Liao, H. 1972, Ph.D. dissertation Dep.Elec.Eng., Univ.Hawaii, Honolulu, Hawaii.

Schalkwijk, J.P.M., 1971, IEEE Trans.Inform.Theory 17, 283-287.

Schalkwijk, J.P.M., 1982, IEEE Trans.Inform.Theory 28, 107-110.

Schalkwijk, J.P.M., 1982, Reports on Progress in Physics, to appear.

Shannon, C.E., 1961, Proc.4th Berkely Symp.Math.Stat. and Prob. 1, 611-644.

Van der Meulen, E.C., 1977, IEEE Trans.Inform.Theory, 23, 1-37.

Willems, F.M.J., 1981, Mededelingen Wisk.Inst.Kath. Univ. Leuven, no. 136.

Willems, F.M.J., 1982, IEEE Trans.Inform.Theory, 28, 93-95.

Voordracht gehouden op 27 januari 1982 op de Technische Hogeschool Eindhoven, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG(nr. 303), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI, en de Benelux Sectie IEEE.

PROTECTION OF RADIO AND SATELLITE COMMUNICATIONS

Prof.dr. J. Arnbak
TH Eindhoven

Radio interception and interference by unauthorized parties, and modern protective means. The specific needs for protection of wireless communications are outlined. Protective technical means are reviewed and grouped in three fundamental categories: screening, antenna discrimination, and signal processing. The most powerful schemes combine one or more of these methods with real-time adaptation to the radio environment.

1. INTRODUCTION

The open nature of radio transmission makes it indispensable not only for broadcasting to the general public, but also for many "closed" services as in flexible or long-distance telegraph, TV and telephone links, mobile services, navigation, and traffic control. Contrary to popular beliefs, only a few percent of the radio spectrum are intended for free reception by the general public, and virtually none of it for free transmission. The frequency allocations and the technical Radio Regulations recently agreed by some 150 nations (WARC, 1979) are based on the international consensus on the nature of the radio spectrum and the geostationary satellite orbit: Both are deemed to be scarce natural resources. Such limited assets must be shared equitably and managed efficiently in order to guarantee maximum access, safety, and reliability for all the different users requiring wireless transmission.

Clearly, it is in the common interest of all radio users to maximize the operational advantages of the radio spectrum, e.g. by minimizing mutual interference. In the vocabulary of operational analysis, radio spectrum administration is not a *zero-sum game*. That is presumably why it has, so far, always been possible to agree such detailed technical rules for the international frequency game: there is a (recognisable) common benefit in mutual coordination.

However, there exist specific communication situations in which a zero-sum game is played by two opponents with *conflicting* interests. One party's gain is then the other party's loss. The rôles in this more dramatic kind of play may, knowingly or unknowingly, be played by

(i) states against each other
(ii) the state versus its individual citizens or corporate bodies
(iii) individual citizens or corporate bodies against each other.

Typical stakes in such zero-sum games may be diplomatic or military advantage; civil rights or state security; and copyrights, patent rights or immediate financial gain. In a true zero-sum conflict, it may even become more attractive to destroy the value of the opponent's information than to steal it from him: deliberate message interference (by either *jamming* or *spoofing*) then replaces message interception.

The long-distance quality of radio and, notably, satellite transmission has opened immensely wide possibilities for threats in the Categories (i) and (iii) mentioned above, simply because the interfering or eavesdropping party does not have to intrude physically onto the territory or premises of his opponent. On the other hand, authorities of most countries do have legal access to premises and to telephone wire-tapping in the event of criminal charges. Therefore, the issues arising by the state listening in on a private communication (ii) are normally less related to the technical protection of radio transmissions than to judicial safeguards against improper use of the access right (cf. Watergate and KGB; the cases of *James Malone against the UK* and *Klass and others against the Federal Republic of Germany*, both in the European Court of Human Rights). Ironically, the converse problem, that of individual citizens eavesdropping on the authorities, manifests itself most strongly whenever the latter use radio, just because the eavesdroppers do not have access right to premises and telephone exchanges. The recent problems experienced by Dutch police authorities with individuals using radio "scanners" to intercept and exploit operational traffic in mobile networks are certainly also in Category (ii) above.

In this review, a brief survey is given of the various remedies for protecting radio and satellite traffic against willful interference or interception. Although it is in the inevitable nature of all true zero-sum games that such protection efforts will result in attempts by a determined opponent to seek other weaknesses, this strategic problem is outside the scope of this short outline. On the other hand, it should be noted that the protective techniques may also be used for increasing electromagnetic compatibility (EMC) between *cooperative* systems.

2. LEGAL PROTECTION

Except in the modest broadcasting bands, any radio transmission enjoys legal protection against unauthorized *interception* and *disclosure* of its information contents. Such protection is afforded both by international treaty - Art. 17 of the Radio Regulations (WARC, 1979) - and by national laws, for example Art. 441 of the Dutch Penal Code. The even wider protection laid down in most national legislation against irregular *(re-)transmissions* covers also the broadcast and amateur bands, to afford protection against interference and infringements of various legal rights of third parties, such as copyright or the right to privacy.

Experience amply demonstrates that legal protection does not suffice to prevent spies, pirates, CATV-enterprises and enthousiastic technical experimenters from abuse of the radio bands or the information therein. Therefore, protective technical means are often necessary to enforce the law. However, such a necessity should not be misconstrued to imply that absence of adequate technical protection justifies abuse. (Would poor locks or weak safes perhaps legalize intrusion into or theft from private homes or public offices?) The Supreme Court of the Netherlands has considered, in its two important decisions on 30 Oct. 1981 concerning CATV re-transmission of films without copyright, that the constantly changing stages of technical progress (i.e., in antenna and receiver technology) makes it unfeasible to employ *technical* criteria for what is right and wrong in the use of information (Hoge Raad, 1981). Note the clear distinction between communication (transport method), and information (contents) maintained by the Supreme Court, in complete agreement with the science of information theory.

More subtle arguments against protection of the radio spectrum are therefore not based on the technical state of the art, but rather on *the free flow of information* guaranteed, e.g., by Art. 10 of the Convention of Human Rights and Fundamental Freedoms. However, leaving aside the question whether free flow of information does not also imply safeguards against eavesdropping or other tampering with the communication involved, those quoting Art. 10 tend to forget the express limitations in the access to communication facilities included in the very same article (Tractatenblad, 1951).

In the author's view, the unalienable right to a free flow of information is not granting automatic access to or free technical use of *any* (broadcast or any other radio) *channel*, but is a liberal guarantee that *some* (form of communication) *channel* will never be denied for free information desired by each individual. Be that as it may, discussions of this matter cannot possibly be expected to be precise or even meaningful, unless the clear legal *and* scientific distinction is maintained between information (contents) and communications (facilities for information transport). The discussion in the following is about the technical protection of (radio) transmission facilities to ensure that the information is transported in accordance by the various provisions of national and international law.

3. TECHNICAL PROTECTION

3.1. Encryption

There is no doubt that the ultimate protection against interception and spoofing will be based on the introduction of cryptographic measures in all threatened networks, including radio networks. While the driving force will obviously be security, there are still serious delaying factors, notably

(a) *network integrity and compatibility*: the public switched telephone network does not lend itself readily to encryption, being still largely analogue and having no facilities for key management. Awaiting high-speed public-key systems and more widespread digitalization in the coming decades, protection will initially single out dedicated data traffic;

(b) *network cost*: The introduction of cryptographic devices at all user terminals is very expensive in large networks. In the long term, this obstacle may be removed by developments in IC-technology, or by use of interception-proof (optical) subscriber loops combined with bulk-encryption of multiplexed digital radio trunks;

(c) *network synchronization*: digital links require a firm timing discipline of all participating terminals, and this must be extended to accommodate also crypto-synchronization. The presence of the additional cryptographic timing system may even make a system more vulnerable to intelligent interference (pulse jamming).

(d) *network ergonomics*: any introduction of extra complexity and delays in establishing or maintaining secure connections, or any degraded service availability or transmission quality (slips) may severely limit user acceptance of network encryption.

Considering the disappointing acceptance of the Data Encryption Standard (DES) since 1977 in the US, the author believes that solution of the above network problems will gradually exert a stronger influence on the pure theory of key construction, management, and breaking, especially outside the military establishment. Excellent reviews of the related issues are given in (IEEE, 1978) and in (Kahn, 1980).

3.2. Selection or suppression of radio signals

The generic protection by encryption is available to all (digital) transmission techniques, including radio. Due

to the particular vulnerability of radio and satellite links, specific protection techniques have also been devised for the open radio medium, including analogue links. Contrary to encryption, most of these techniques also protect against interference.

With reference to Figs. 1a and 1b, optimum protection against radio interception and radio interference, respectively, requires maximization of a power ratio, namely, against interception:

$$\frac{P_D}{P_I} = \frac{G_T(0)}{G_T(\theta)} \frac{\mathfrak{L}_I}{\mathfrak{L}_D} \frac{(G/T)_D}{(G/T)_I} G_{\text{proc}} \tag{1}$$

and against interference:

$$\frac{P_D}{P_I} = \frac{G_R(0)}{G_R(\theta)} \frac{\mathfrak{L}_I}{\mathfrak{L}_D} \frac{EIRP_D}{EIRP_I} G_{\text{proc}} \tag{2}$$

Here

P denotes signal power (at a chosen reference plane)

$G(\theta)$ denotes the antenna gain at an angle θ off boresight, with subscript T for transmission and R for reception.

(G/T) is the figure-of-merit of a receiving installation, i.e., its boresight antenna gain divided by the system noise temperature T

$\mathfrak{L}$ is the path loss between two terminals, with subscript D for a desired path and I for an interfering, or intercepting, path.

$EIRP$ is the equivalently isotropically radiated power defined by the product of transmitted power and antenna gain

$$EIRP \triangleq P_T\, G_T$$

G_{proc} is the processing gain in *front* of the demodulator, defined by the improvement of the signal-to-interference (or noise) ratio

$$G_{\text{proc}} \triangleq \begin{cases} \dfrac{(S/I)_{\text{out}}}{(S/I)_{\text{in}}} & \text{for interference} \\[2ex] \dfrac{(S/N)_{\text{out}}}{(S/N)_{\text{in}}} & \text{for interception} \end{cases}$$

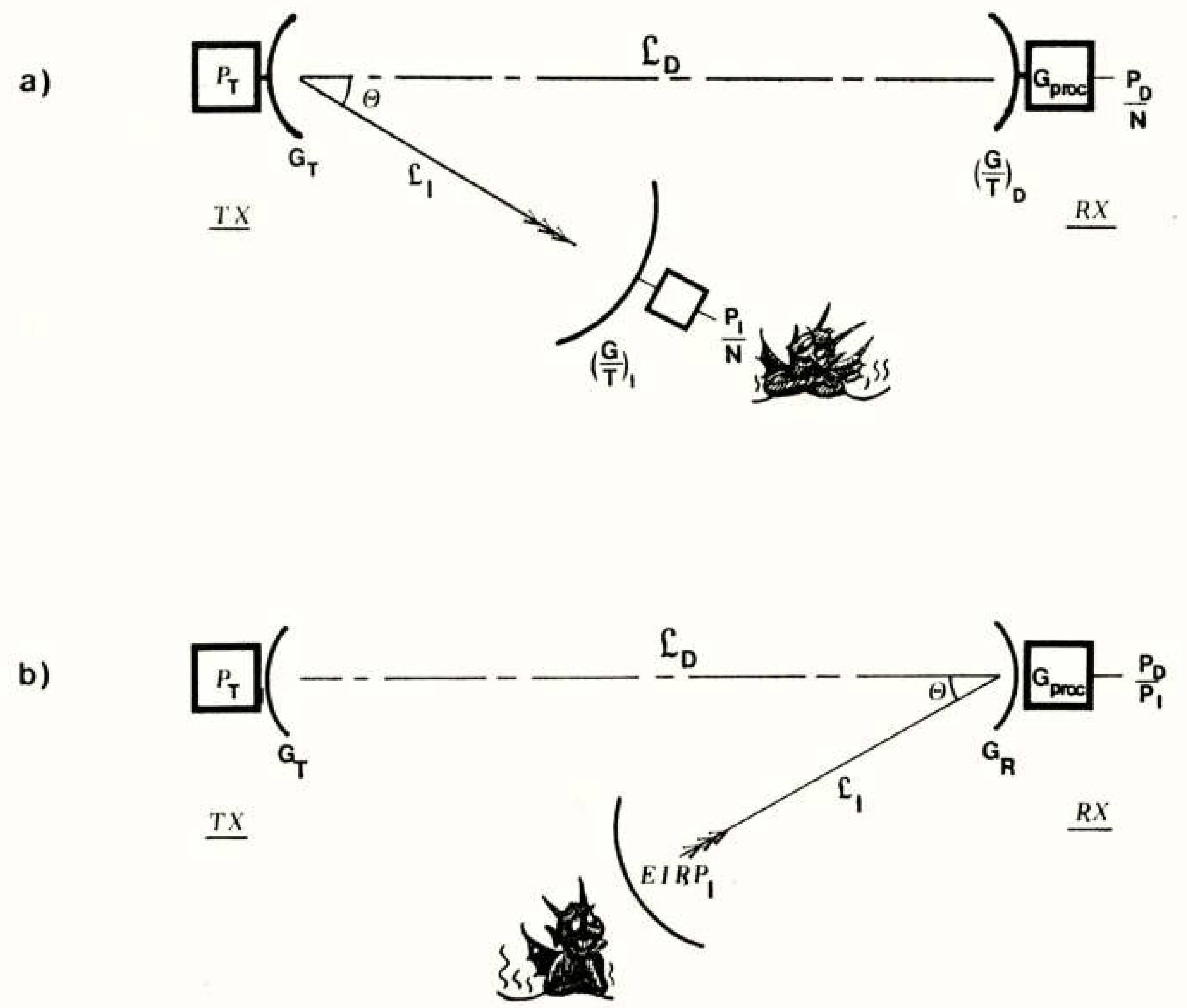


Fig. 1: Radio threats: (a) interception scenario. (b) interference scenario. TX: Transmitter. RX: Receiver. N: Normalized noise level at reference plane.

The formulas (1) and (2) show the reciprocity between scenarios with interception and interference. Technical protection can be based on increasing the ratios in either formula, corresponding to the following technical measures

(i) antenna discrimination
(ii) propagation screening
(iii) superior receiving/transmitting radio terminals
(iv) processing of the authorized signal.

In all events, these techniques attempt to enhance the desired signal and/or suppress the potential for unauthorized access to the open transmission channel. The following sections discuss these radio techniques separately and go on to show that combinations can be particularly protective.

4. ANTENNA DISCRIMINATION

An antenna is a spatial filter and can therefore contribute to the control of electromagnetic access to a radio channel. Fig. 2 shows a number of Earth regions with terminals served by a communications satellite. Given an antenna with independent constituent beams (Fig. 3) controlled by a beam-forming network, it is possible to illuminate mainly those service regions in which authorized users are located.

A constituent beam may be set up by a single, defocused feed in a quasi-optical antenna system of reflectors or lenses (Ricardi, 1977). Alternatively, each separate beam may be generated by a suitable excitation of many feed elements in a phased array. This is the solution adopted in NASA's Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS). Located in the geostationary orbit, these satellites (Fig. 4) will use a phased array of helices to discriminate between indivudual platforms in low orbits around the Earth, such as the Space Shuttle or remote-sensing satellites, and any undesired ground accesses in the same frequency band.

Theories of optimum adjustments of such satellite multiple-beam antennas in a given multi-user network have recently been developed, both for reception (Mayhan, 1976) and transmission (Alper and Arnbak, 1980).

The reverse situation, that of discriminating at a ground terminal between closely spaced satellites, is also receiving increasing attention. This is mainly necessary due to the crowding of the geostationary orbit, but may also offer a remedy against any threat of willful interference or interception from positions adjacent to a communications satellite. Fig. 5 shows a preliminary result of interferometric sidelobe suppression by a scanned main beam in a Cassegrain Earth terminal (van Ommeren et al., 1980), indicating a substantial isolation in *known* directions close to this main lobe. Further study of this is in train in Eindhoven.

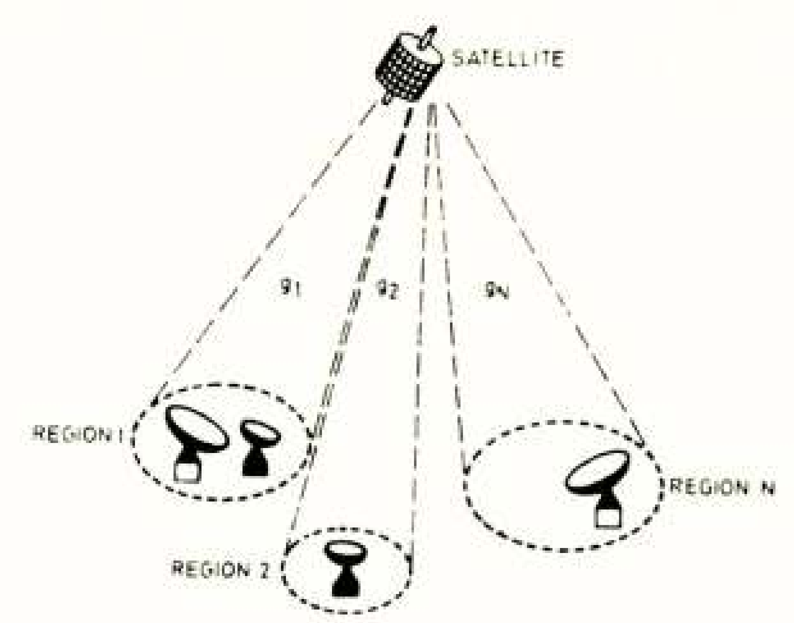


Fig. 2: Service regions on Earth, with separate antenna coverages and gains.

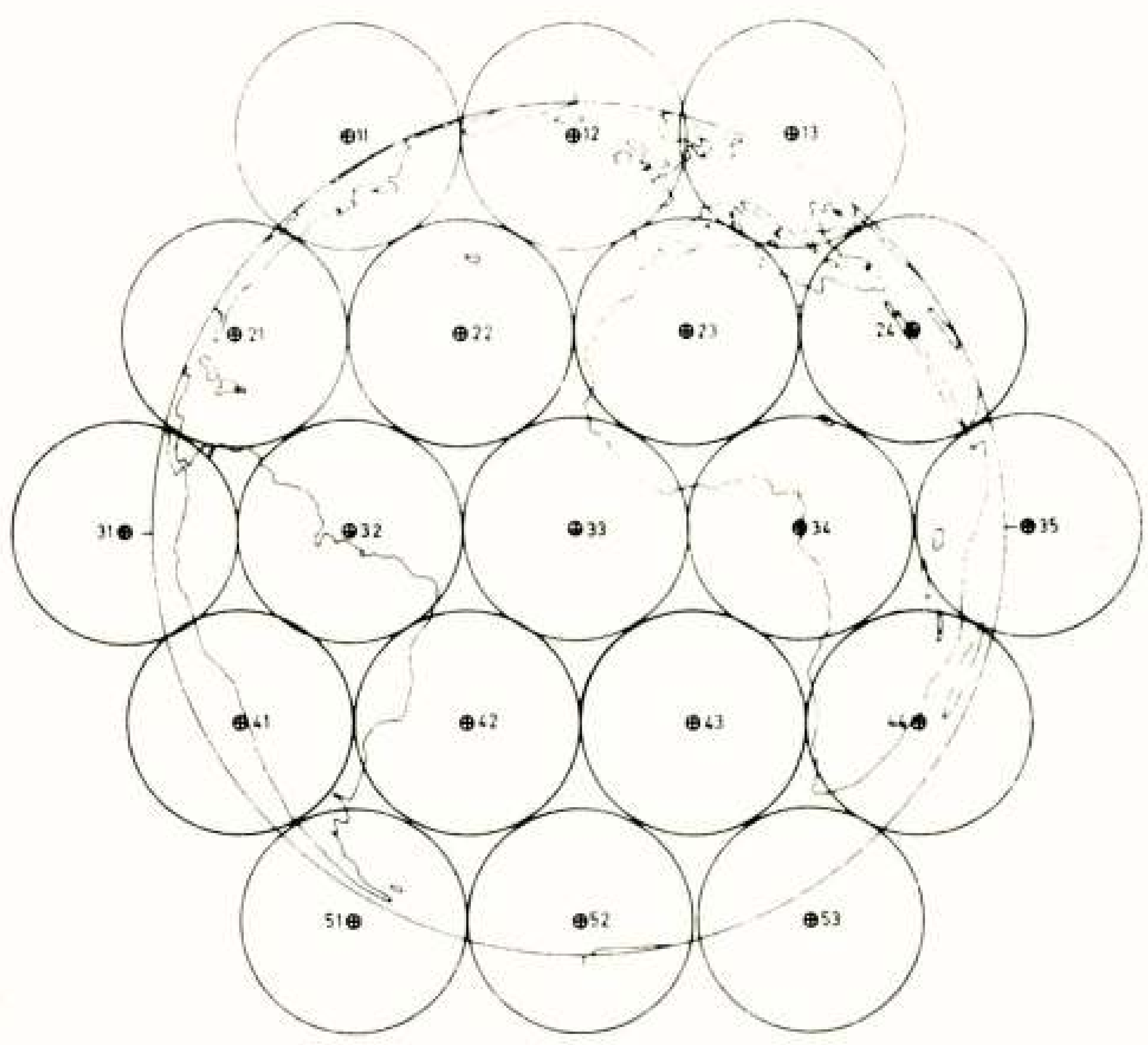


Fig. 3: Constituent beams in a hexagonal cluster, allowing satellite discrimination between Earth regions.

5. PROPAGATION SCREENING

Maximization of the loss ratio in Eqs. (1) and (2) contributes to protection of radio and satellite traffic. *Terrain screening* is frequently used to reduce *unintended* intersystem interference between terrestrial radio relays and satellite Earth terminals sharing the same frequency bands. The internationally agreed procedure for this is set out in Appendix 28 to the Radio Regulations (WARC, 1979). The protection is the extra diffraction loss over any elevated horizon. Nevertheless, satellite traffic remains vulnerable to *intentional* global threats directed aloft against the transponders in orbit.

The power loss of a plane radio wave with wavelength λ propagating a distance ρ in a homogeneous atmosphere

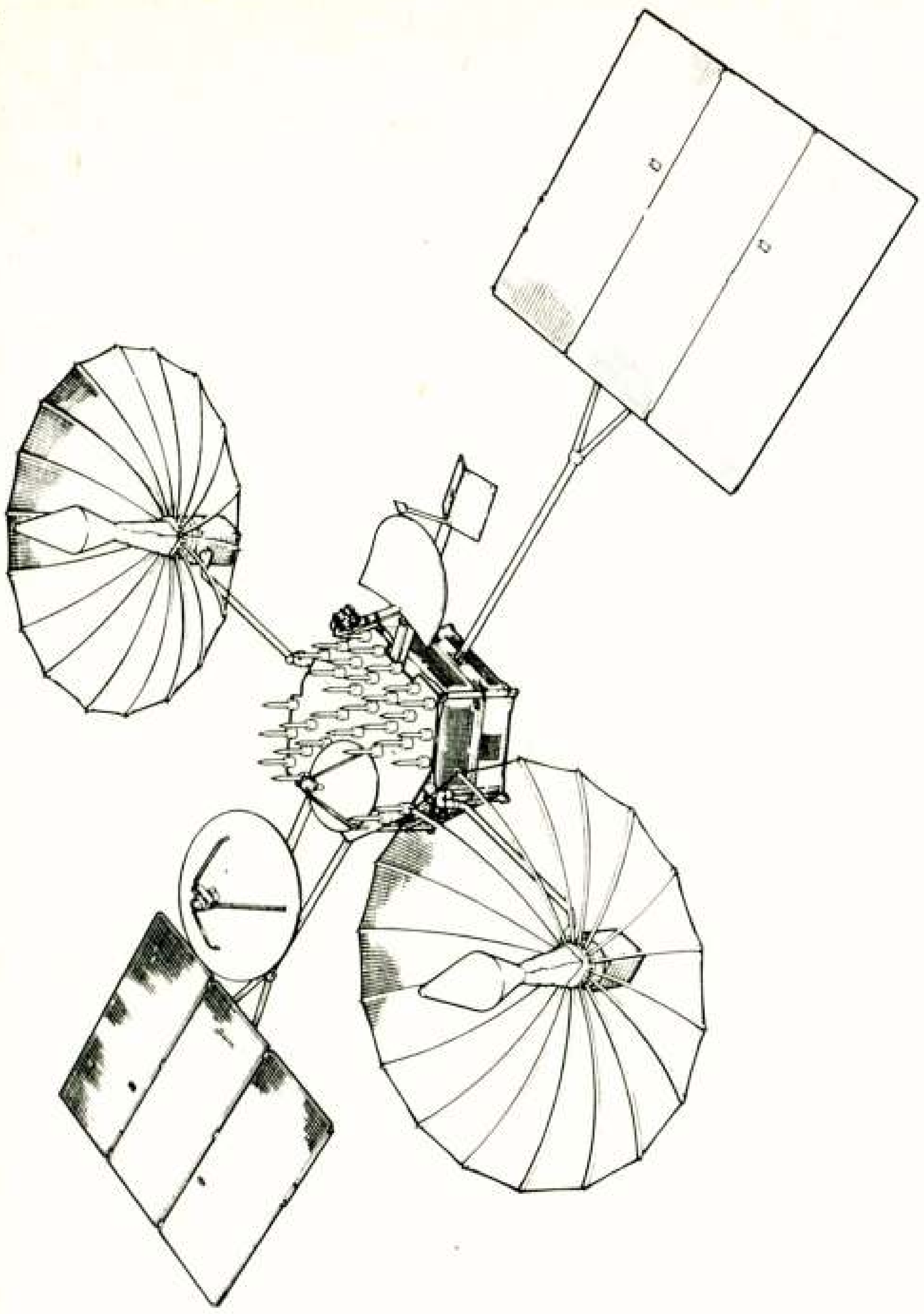


Fig. 4: NASA's Tracking and Data Relay Satellite, with phased-array multiple-beam antenna on a platform face.

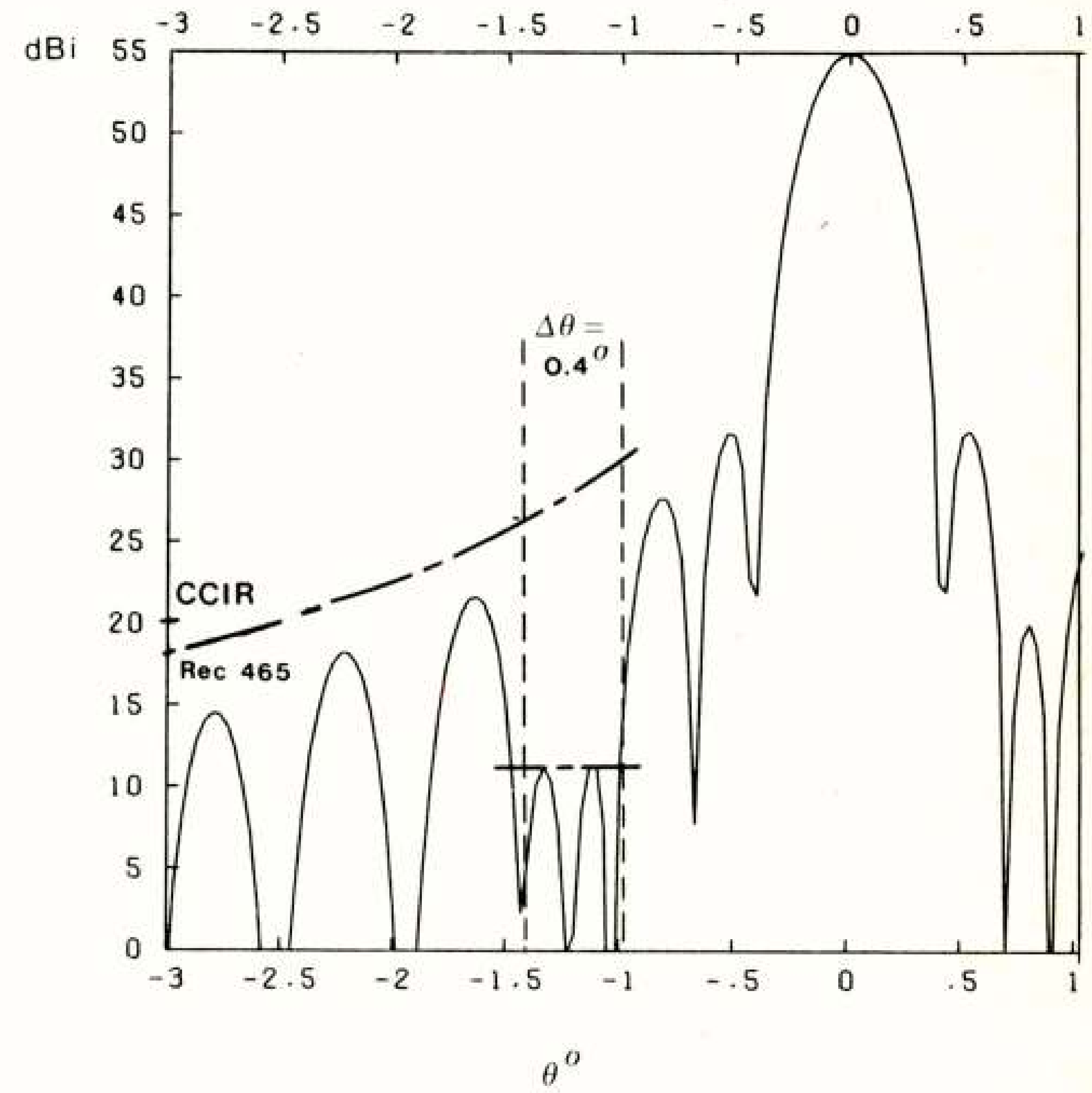


Fig. 5: Sidelobe suppression in large Cassegrain antenna, with the aid of apriori knowlegde of nulling direction(s).

has the functional form

$$\mathfrak{L}(\rho) = \left(\frac{4\pi\rho}{\lambda}\right)^2 \exp\,(c_1\rho) \qquad (3)$$

i.e., a quadratic free space loss multiplied by an exponential *absorption loss*. Expressed in dB, the latter doubles for each 6 dB increase of the former. Normally, $c_1\rho \ll 1$; this puts the radio engineer at a great advantage for any long-distance transmission. (Cable or glass-fibre transmission is forced to employ repeaters at regular intervals to overcome the exponential line losses).

In all zero-sum games, however, this advantage of the radio system engineer should also increase his concern about potential threats. To reduce the area from which unauthorized access to a radio channel can be gained, it may in fact be useful to deliberately raise the exponential losses. This can be done by using frequencies near the molecular resonances of water vapour (22 GHz, 180 GHz) or oxygen (60 GHz, 120 GHz). Whereas these bands are indeed unattractive for all ordinary radio links (Stassar, 1980), they may provide considerable protection for intersatellite links and short fixed or mobile terrestrial links, e.g. public or

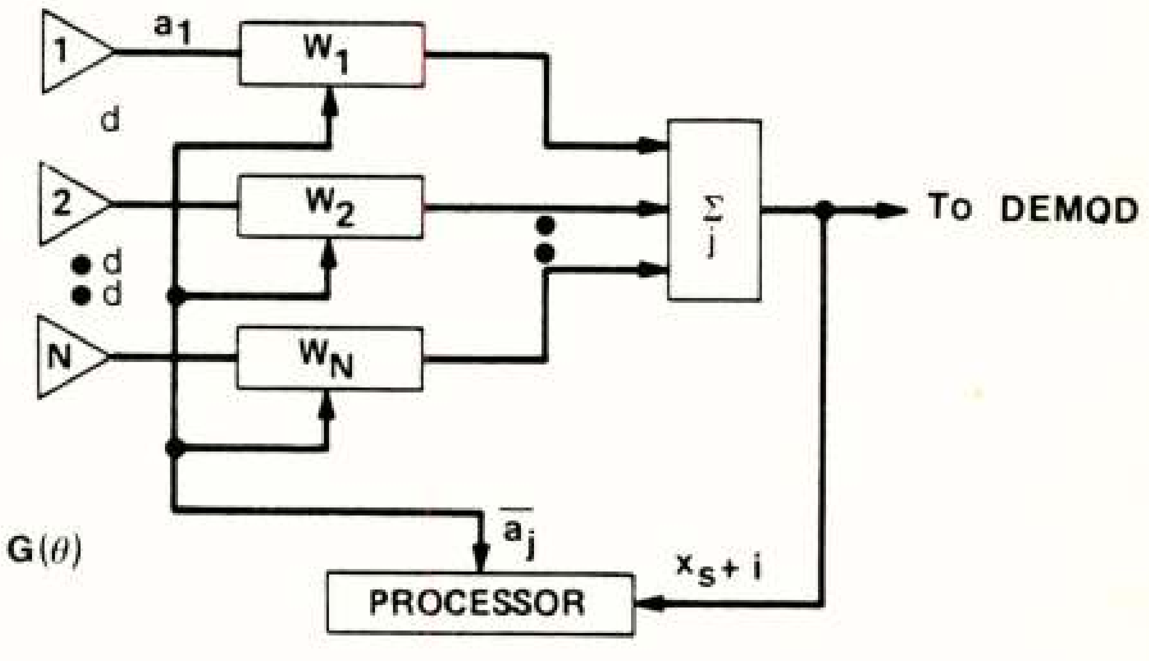


Fig. 6: Adaptive phased array, with processing of aposteriori knowlegde of nulling direction(s).

police mobile networks or tactical radio. The international frequency allocations recognize such applications (WARC, 1979).

6. SUPERIOR RADIO TERMINALS

The classical method of winning any zero-sum radio game can be a costly one: to avail oneself of a stronger transmitter or a more sensitive receiver than the opponent's. The deployment costs of large reflector antennas increase asymptotically as the *8/3*-power of the aperture diameter. Development costs of high-power transmitters or low-noise receivers increase exponentially whenever a state-of-the-art is approached. How far a user wishes to go in such brute-force competition with his opponent (as known from military electronic warfare), is largely determined by operational benefit analyses outside the scope of electronic engineering.

Conversely, it should not escape our consideration that any unprepared radio or satellite link with only *standard* performance can also be threatened with unsophisticated and cheap terminal equipments (IEEE, 1978). Examples are provided by usual microwave relays, the mobile networks used by the public or by civil authorities, and satellite links to small terminals, e.g. for TV-programme distribution. However, it is normally not necessary to enter any electronic "armament race" to ensure reasonable privacy, short-term security or protection of copyrights in these cases.

Multichannel radio relays can be given a good measure of protection by encrypted common-channel signalling (CCS): Even with clear analogue FDM telephone channels, the absence of in-band tone signals would make it very cumbersome for simple eavesdroppers to identify their victim(s) among thousands of trunk circuits.

Copyrights on the many TV-programmes presently relayed by microwave or satellite point-to-(multi)point links can be protected by adding simple spectral signatures. Removal of these signatures prior to ether broadcasting or CATV re-distribution would be sufficient evidence that deliberate publication was intended, so that royalties were due to be paid. This is the background for the simple scrambling adopted in some North American satellite TV-distribution systems: the chief legal purpose is not to prevent, but to prove publication! The simplicity of such approaches is entirely dependant on a clear (inter-)national recognition of protected frequency bands or of intellectual proprietary rights and hence is not principally a technical issue (Hoge Raad, 1981).

Only where the rule of law is no longer honoured, technical complexity of the radio terminals will increase considerably. This explains the difficulty of police authorities in protecting their mobile networks from penetration by criminal interests. Technical solutions to this problem would be the use of narrow-band vocoders or wide-band A/D-conversion and encryption of voice traffic - at present costly and operationally complex approaches which might, moreover, lead to escalation as in other kinds of warfare.

7. CARRIER PROCESSING

At present, the greatest technical improvement of the protection ratios in Eqs. (1) and (2) is obtained by signal processing. Classical radio communications engineering provides several examples of the fact that power-bandwidth-time trade-offs may, up to a point, decrease the sensitivity to interference (e.g. wideband FM, error-correcting coding). Generally, such signal conversions embrace (non-linear) modulation and demodulation; hence, they suffer from threshold phenomena and the attendant catastrophic breakdowns whenever operation is too close to the performance or synchronization limit.

To avoid such breakdowns and provide a more graceful (linear) degradation of capacity, when the threat increases, the processing gain must be realized *before* the demodulating process proper. This is the essence of all modern *spread-spectrum communications* (Dixon, 1976): A modulated carrier $s(t)$ with bandwidth W is spread over a (wider) RF-bandwidth B by a process $\hat{P}$

$$x_s(t) = \hat{P}s(t) \tag{4}$$

before transmission in the radio channel. In the (linear) receiver input, the process $\hat{P}$ is repeated. The signal offered to a suitable demodulator following the receiving processor is

$$\begin{aligned} y_s(t) &= \hat{P}x_s(t)G_T\, G_R/\mathfrak{L}_D \\ &= kst.\hat{P}\hat{P}s(t) \end{aligned} \tag{5}$$

which (apart from a multiplicative constant) is identical to the modulated carrier with bandwidth W if, and only if, the double operator

$$\hat{P}\hat{P} \equiv \hat{1} \tag{6}$$

i.e., the identity operator. Note, however, that an interfering carrier $i(t)$ at the receiver input is spread to the bandwidth B by the processor in the receiver, which repeats the proces (4).

Consequently, a narrowband filter with bandwidth W may improve the signal-to-interference ratio *before* demodulation by a factor

$$G_{\text{proc}} \simeq \frac{B}{W} \tag{7}$$

since the signal $s(t)$ passes unhindered, whereas only a (small) portion of the spread interferer $\hat{P}i(t)$ falls inside the passband. (Eq. 7 assumes flat power spectra of the process $\hat{P}$).

Suppose that a 64 kbit/s data link can be operated with a transmit *EIRP* of 1 W. A noise interference of 200 mW at the same distance from the receiver would result in a demodulator signal-to-noise ratio of 5 (= 7 dB), probably too low for an acceptable bit-error rate. With a processing gain (7) of 40 dB, the interferer would need 2 kilowatt transmitting *EIRP* to inflict the same degradation, given that the data transmitter was maintained at 1 W, but with a spread spectrum of 500 MHz! Conversely, an eavesdropper would face a 40 dB worse S/N-ratio if trying to intercept the spread data link.

The lavish consumption of bandwidth by spread-spectrum operation is not as ineffective as it may first seem: the same frequency band can be re-used by different links with *uncorrelated* processes $\hat{P}_j$. This is known as *code-division multiple access* (CDMA) of the radio channel, and is used in diplomatic and defence networks. In the future, it will also become attractive for civil networks in which mutual coordination of many links is difficult or costly: As already demonstrated by A.K. Erlang some eighty years ago and later by C. Shannon (Costas, 1959), multi-user networks with lightly loaded subscriber circuits can advantageously share common trunk channels.

The spreading process (4) is often obtained by *frequency-hopping* (FH) or *direct-sequence* (DS) *phase-shift keying* of the radio carrier in accordance with a unique pseudo-random code (Dixon, 1976). If this code and its timing (*epoch*) are also available at the appropriate receiver, the condition (6) can be satisfied by synchronous carrier recovery prior to demodulation.

Obviously, no opponent should possess the timing and/or the code *during* the protected transmission, to prevent duplication of (6). (The spreading code should not, however, be confused with a cryptographic key, which must remain unbroken for a very long time after the transmission.) On the other hand, opponents gaining possession of the spreading code *after* the victim transmission is over, do not thereby gain access to the radio transmission.

8. ADAPTIVITY

Optimization of radio protection from Eqs. (1) and (2) requires knowlegde about the opponent (direction, power, frequency, etc.). When such knowledge is not *apriori* available, the link can be made *adaptive* in order to learn from the hostile environment and respond to it. Such *aposteriori link processing* is presently in very rapid progress, not only for protection against adversary action, but also to control natural propagation impairments like multipath or rain fading (Dekker and Arnbak, 1981). In distributed multi-user networks, such as satellite systems, such "zero-sum games against nature" can be made less risky by distributing the losses adaptively among all users by way of a social insurance (Arnbak, 1977).

Fig. 6 shows a phased array of N antenna elements. When the array is linear and equispaced, its array factor (multiplying the element radiation pattern) takes the form of the transfer function of a tapped-delay-line filter

$$G(\theta) \leftrightarrow H(\omega) \quad \text{since} \quad kd\sin\theta \leftrightarrow \omega\Delta \tag{8}$$

Here, d is the element spacing, Δ the delay between taps, and k the wavenumber of a plane radio wave incident under an angle θ from boresight. The complex element weights W_j determine the (spatial) filtering function G in (8).

Clearly, the element weights can be adjusted by a processor to maximize a prescribed performance criterion. Suppose that this criterion is the carrier-to-interference ratio before demodulation. If the desired carrier has been marked by an identification (*pilot*) code or timing known only to the receive processor, the latter may separate the summed inputs into two signal components, the desired signal $y_s(t)$ and the undesired interference $y_i(t)$ consisting of all signals without proper timing or coding. Spectrum spreading (7) can achieve this.

An adaptive processor may now use a steepest-descent search such as the least-mean-square algorithm (Widrow et al., 1967) to determine the incremental element weights by the correlation ratios

$$\delta W_j = \frac{\langle y_s, a_j \rangle}{\langle y_s, y_s \rangle} - \frac{\langle y_i, a_j \rangle}{\langle y_i, y_i \rangle} \tag{9}$$

Thus, the weight of an array element W_j will be increased if contribution a_j is strongly correlated with the desired signal, and decreased if its cross-correlation with the interference is strong. In this way, the radiation pattern is updated to track the desired signal and suppress unauthorized accesses in the channel.

At present, much research is conducted in this field. Adaptive adjustment of a satellite multiple-beam antenna as in Fig. 3 has been described in (Mayhan, 1981). The TDRSS system will use a ground-based processor to determine the weights of the individual phased-array elements onboard each satellite (Fig. 4). The attendant delays in updating the array weights (9) via a ground loop will introduce certain time constants in the array responsiveness.

Interesting system implementation problems arise in forming the correlations in Eq. (9). How long should the integration time be, in an analogue mode, and how could the integration be carried out without risk of limit cycles in a digital mode? Last, but not least, the propagation medium may introduce significant fluctuations in amplitude, phase and arrival direction of the desired and undesired signals. These *scintillations* introduce noise in the processing of (9). To give an impression of the significance of this, Fig. 7 shows the probability distribution functions, and Fig. 8 the frequency spectra, of amplitude and phase scintillations recently measured at 30 GHz on an 8 km long line-of-sight path between Eindhoven and the PTT tower in Mierlo. Clearly, a dynamic theory for optimum antenna adaptation in this kind of stochastic environment will be required. Given such a theory, the substantial combined protection of signal processing and adaptive antennas (Hansen and Loughlin, 1981) could be maximized.

9. CONCLUSIONS

In principle, legal and regulatory protection of the "open" radio and satellite medium should suffice. Yet the (fear of) uncontrolled conflict of interests in many realistic situations of mankind leads to increasing technical protection of radio links, e.g. to safeguard copyrights or other proprietary rights, enforce the laws on privacy, or secure police, diplomatic or military operations.

One long-term solution to requirements for protection of communications, including radio transmission, will be encryption. Despite recent theoretical breakthroughs and the advent of integrated circuits, no satisfactory operational solution to mass encryption of public or other switched networks has yet been found, mainly due to the overwhelming number of analogue channels still in use in the years to come. Also, the introduction of glass fibres decreases the urgency of general encryption.

Because of these realities, and also to protect against willful interference, special protective methods for the vulnerable radio medium have been devised. As set out in this review, these are based on

- spatial filtering by antennas
- shrinking of threat area by propagation control
- signal processing, mainly by spread spectrum
- adaptivity to any identifiable active threat.

When the advent of glass fibre transmission and encryption, in due course, relieves some radio use, the remaining types of traffic will be more specifically requiring radio links, for reasons of flexibility, mobility, long-distance and/or multi-user connectivity. For such requirements, the techniques described here will remain important. In addition, any increasing use of the radio spectrum in the future will increase the need to manage (unintentional) intersystem interference, for which the above techniques will lend themselves as well.

10. ACKNOWLEDGEMENTS

I am grateful to ir. M. Herben for permission to publish the early results in Figs. 7-8. Mrs. D. Pellegrino prepared the typescript with expertise and patience.

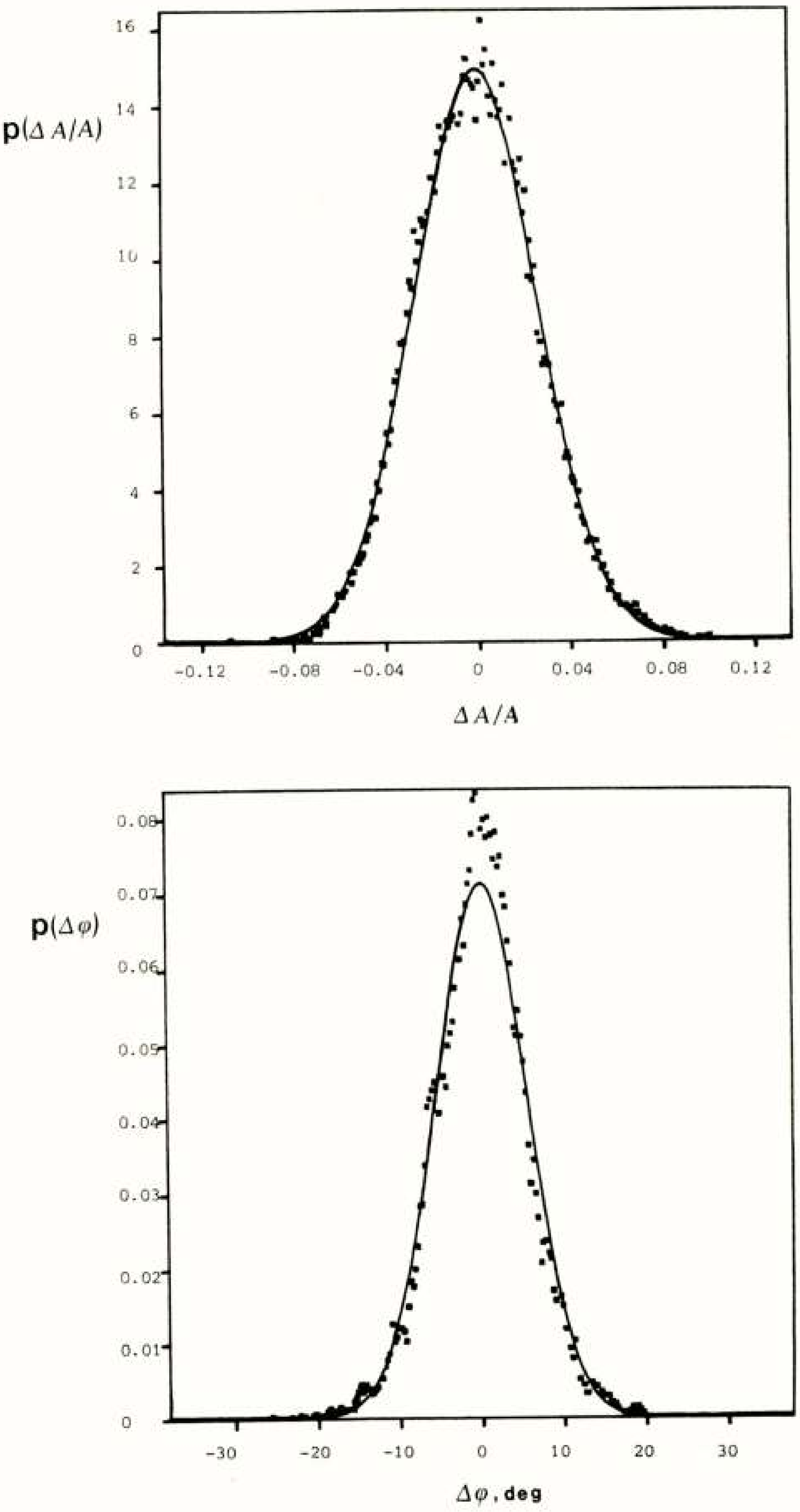


Fig. 7: Tropospheric scintillation event measured on a 8 km LOS radio relay
above: probability distribution of amplitude scintillation
below: probability distribution of phase scintillation.

11. REFERENCES

A.T. Alper and J.C. Arnbak, *IEEE Trans.*, Vol. COM-28, No. 9, pp. 1681-1692, Sept. 1980.

J. Arnbak, *Proc. Symp. on Advanced Satellite Communication Systems at 20 and 30 GHz*, Genoa, Italy, Dec. 14-16, 1977, ESA SP-138, pp. 43-49.

J.P. Costas, *Proc. IRE*, Vol. 47, pp. 2058-2068, Dec. 1959.

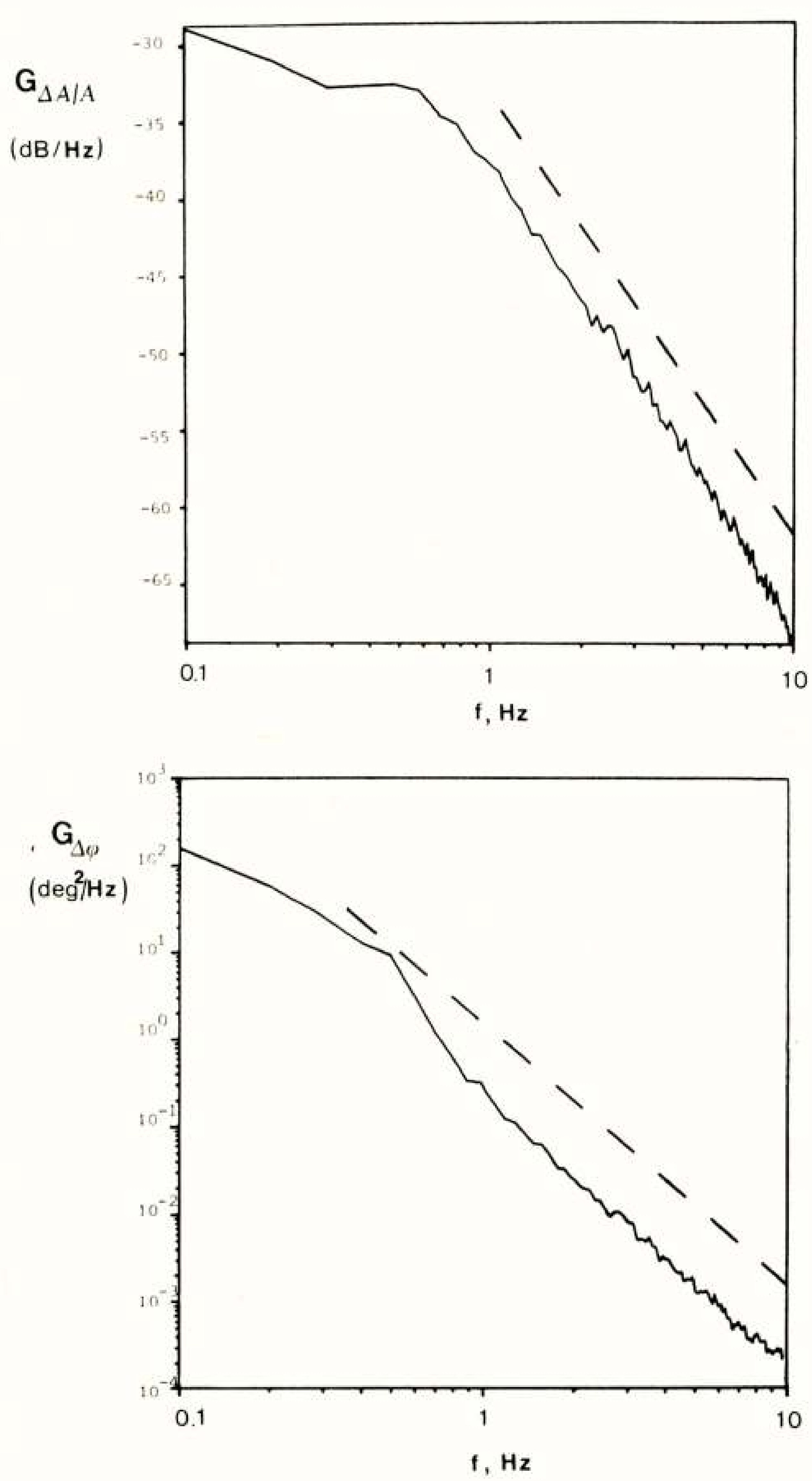


Fig. 8: Frequency spectra of scintillation event in Fig. 7
above: amplitude scintillation
below: phase scintillation
Broken lines indicate theoretical slope determined from weak-scattering theory.

A.P. Dekker and J. Arnbak, *Proc. International Communications Conference*, Denver, Colorado, 15-18 June 1981, IEEE Conf. Publ. 0536-1486/81, Paper 54.6 (5 p.).

R.C. Dixon (ed), *Spread Spectrum Techniques*, IEEE Press, New York, 1976.

P.M. Hansen and J.P. Loughlin, *IEEE Trans.*, Vol. AP-29, pp. 836-841, Nov. 1981.

Hoge Raad der Nederlanden, Arresten dd. 30 okt. 1981 in de Zaken 11.739 en 11.740 (Judgements (in Dutch) concerning abuse of films with copyrights by CATV-bodies), reprinted in *Auteursrecht*, Vol. 5, pp. 111-117, Nov. 1981.

IEEE Communications Magazine (Special Issue on *Communications Privacy*), Vol. 16, No. 6, Nov. 1978 (55 p).

D. Kahn, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 18, No. 2, pp. 19-28, March 1980 (reprinted from *Foreign Affairs*, Fall 1979).

J.T. Mayhan, *IEEE Trans.*, Vol. AP-24, pp. 769-779, Nov. 1976.

J.T. Mayhan, A.J. Simmons and W.C. Cummings, *IEEE Trans.*, Vol. AP-29, pp. 923-936, Nov. 1981.

M.J.S. v. Ommeren, M.H.A.J. Herben and J. Arnbak, *Electronics Lett.*, Vol. 16, No. 25/26, pp. 937-938, 4 Dec. 1980.

L.J. Ricardi, *Proc. IEEE*, Vol. 65, pp. 356-369, March 1977.

P.J.J. Stassar (Reply to Prof. Bähler-award 1981), *De Ingenieur*, Vol. 43, pp. 31-32, 22 Oct. 1981.

Tractatenblad, Vol. 154, 1951: Official Dutch translation of the *European Convention of Human Rights and Fundamental Freedoms*, Rome, 4 Nov. 1950.

WARC: *Final Acts of the World Administrative Radio Conference*, ITU, Geneva, 1979.

B. Widrow et al., *Proc. IEEE*, Vol. 55, pp. 2143-2159, Dec. 1967.

Voordracht gehouden op 27 januari 1982 op de THE, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 303), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(305ste werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK KIvI
IEEE BENELUX SECTIE



UITNODIGING

voor de lezingendag op **donderdag 8 april 1982** in het **PTT-vergadercentrum** (Telefoondistrict Utrecht), **Burg. Fockema Andreaelaan 15** te **Utrecht**.

Thema: ANTENNEMETINGEN EN -TECHNIEKEN

PROGRAMMA

11.15 uur: Ontvangst en koffie.

11.45 uur: **IR. L. LIGTHART**, (TH-Delft): Foto 1
REFLECTIEMETINGEN AAN ANTENNE-MEETRUIMTEN.

12.30 uur: Lunch.

14.00 uur: **DR. IR. V. VOKURKA**, (TH-Eindhoven):
COMPACT ANTENNA RANGE.

14.45 uur: Theepauze.



15.15 uur: **IR. C. VAN 'T KLOOSTER**, (TNO-Den Haag): Foto 2
PLANAIRE NABIJE-VELD ANTENNE MEETTECHNIEK.

16.00 uur: Sluiting.

De lezingen worden voorafgegaan door de jaarlijkse algemene vergadering van het NERG.

Aanmelding voor de lezingen dient te geschieden vóór 1 april door middel van de aangehechte kaart, gefrankeerd met 45 cent. Reservering voor de lunch vindt slechts plaats, als vóór 3 april een bedrag van *f* 12,50 is ontvangen op girorekening 5206792 t.n.v. J. Neessen te Woerden onder vermelding van "Antenne".

Deelnemers dienen deze uitnodigingskaart mee te nemen en op verzoek te tonen bij de toegang tot het gebouw.

Het PTT-vergadercentrum is per bus vanaf het Centraal Station bereikbaar met lijn 4 (richting Rubenslaan). Per auto kan de vergaderplaats bereikt worden door op de auto-snelweg Den Haag – Arnhem de afslag richting Amersfoort te nemen.
Op deze weg neemt u daarna de afslag "Uithof" en rijdt onder het viaduct (linksaf) richting Utrecht-Centrum. Na enkele honderden meters ziet u aan de rechterzijde van de weg het gebouw van het Telefoondistrict.

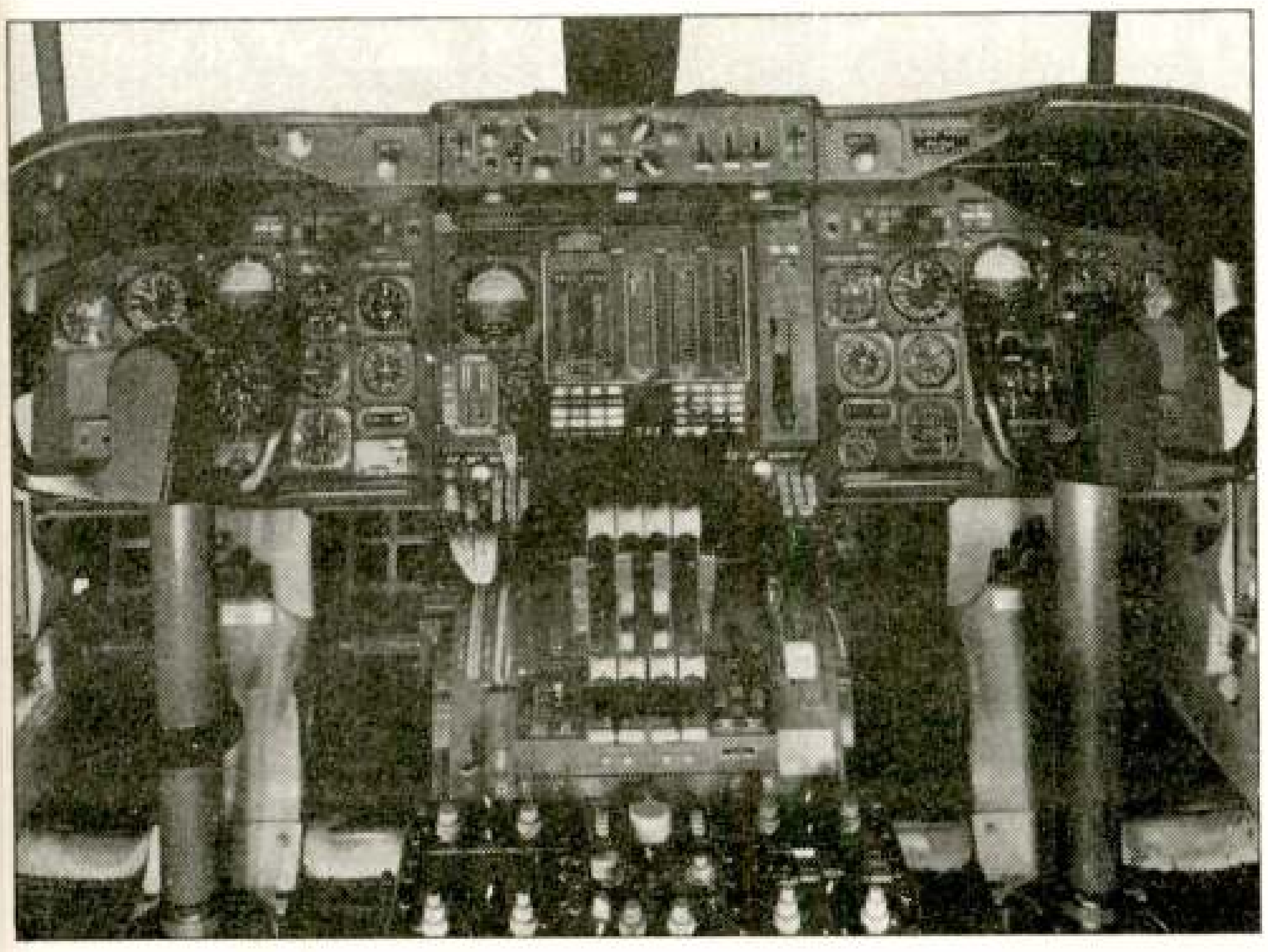
NERG-leden, die de algemene vergadering wensen bij te wonen, dienen dit aan te geven op de aangehechte kaart. Tevens dient te worden aangegeven of men de jaarstukken wenst te ontvangen.

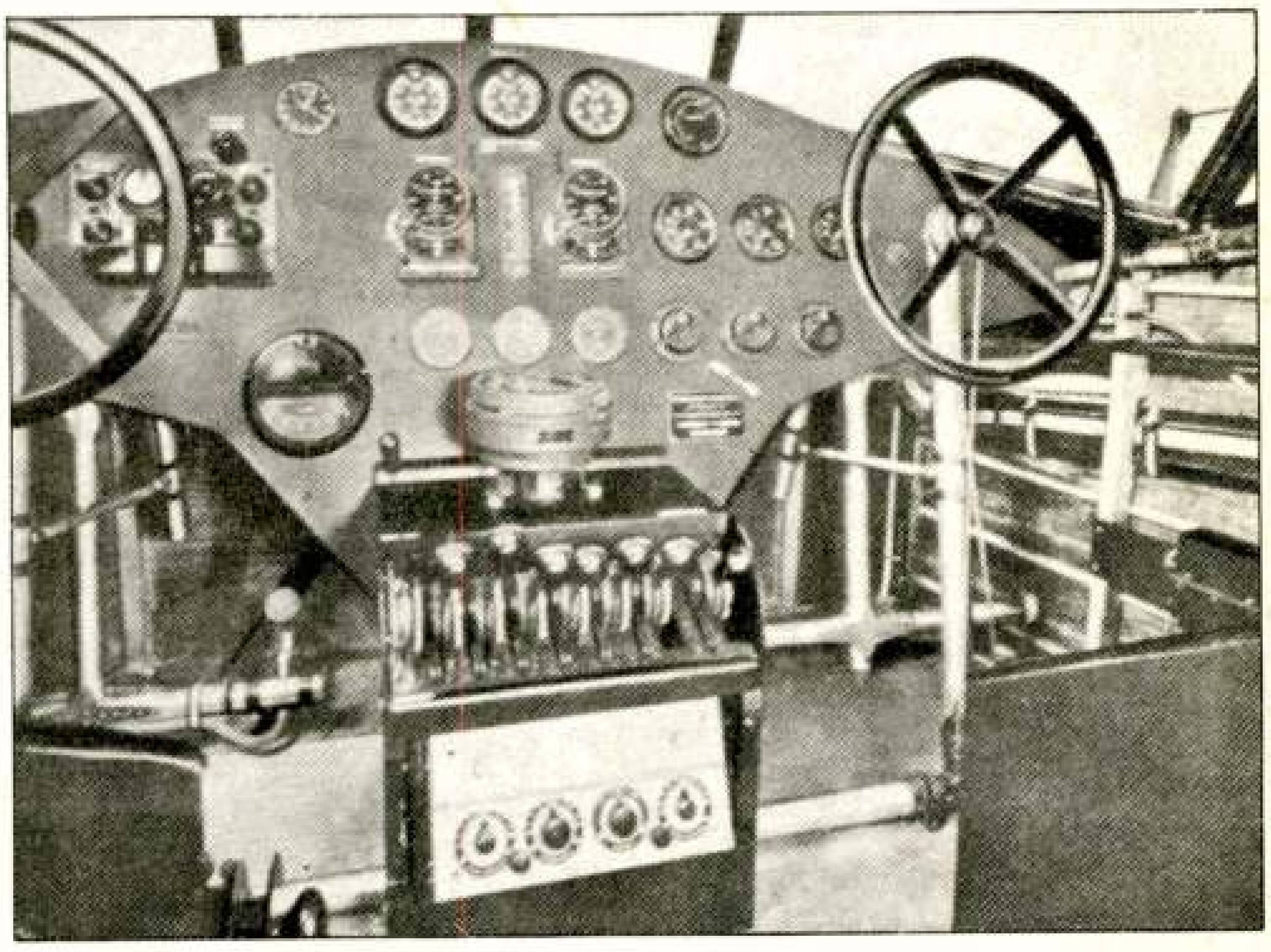
Namens de samenwerkende verenigingen,
Ir. J. T. A. NEESSEN.
Telefoon overdag 070-755591
Telefoon 's-avonds 03480-14539

Woerden, februari 1982.

Avionica-systemen in verkeersvliegtuigen

Ir. F. J. Abbink
Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium, Amsterdam





Overdruk uit 'De Ingenieur', wekelijks orgaan van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs, nr. 40 2 oktober 1980

Avionica-systemen in verkeersvliegtuigen

Sinds de jaren vijftig wordt in de luchtvaart in toenemende mate gebruik gemaakt van systemen, apparaten en instrumenten waarin toepassingen van de elektronica een hoofdrol vervullen. Dit gebied heeft destijds de naam 'avionica' gekregen, een vertaling van het Engelse woord 'avionics', dat is samengesteld uit 'aviation' en 'electronics'.

In algemene zin kan worden gezegd dat avionica alle elektronische apparatuur omvat waarvan het gebruik in een of andere vorm verband houdt met lucht – of ruimtevaart. Dit artikel beperkt zich tot het gebruik van avionica in de burgerluchtvaart en in het bijzonder bij verkeersvliegtuigen. De schijnbaar onoverzichtelijke zee van instrumenten in de stuurhut van een vliegtuig zal een geheel ander aanzicht krijgen doordat vele instrumenten door slechts enkele beeldschermen zullen zijn vervangen.

Ir. F. J. Abbink
Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium, Amsterdam

In de afgelopen 35 jaar hebben zich twee ontwikkelingen voltrokken die samen de basis hebben gevormd voor de stormachtige ontwikkeling van de avionica in moderne verkeersvliegtuigen.
De eerste ontwikkeling was die van de technologie van vliegtuigen en vliegtuigmotoren, waarvan in tabel **1** enkele kenmerkende karakteristieken van veel voorkomende vliegtuigen in de afgelopen periode van ruim 50 jaar zijn gegeven. Vliegtuigen werden ingewikkelder, de vliegsnelheden werden groter en de af te leggen afstanden werden langer. Dit alles stelde nieuwe en uitgebreidere eisen aan navigatie-, communicatie-, besturings- en waarschuwingssystemen.
De tweede ontwikkeling was die van de microcomputer (de 'computer' op de 'chip'). Tot ca. 1950 waren avionica-systemen nog uitgerust met radiobuizen, die als nadeel hadden dat ze relatief veel energie gebruikten, veel warmte produceerden en zwaar en groot waren. De ontdekking van de transistor (in 1947) als vervanging van de radiobuis betekende dat dezelfde functies gerealiseerd konden worden met aanzienlijk minder elektrische energie, gewicht en volume (figuur **1**). Bovendien bleek de betrouwbaarheid veel groter te zijn. De volgende stap in de ontwikkeling van de elektronica was het zogenaamde 'Integrated Circuit' (IC), waarin op een plakje halfgeleidermateriaal ('chip') van enkele vierkanten millimeters een groot aantal transistoren, condensatoren en weerstanden kan worden aangebracht. De ontwikkeling van de micro-elektronica duurt nog steeds voort. De toepassing van de microcomputer heeft in de afgelopen 5 tot 10 jaar een grote invloed gehad op de ontwerptechnieken voor avionica, waarvan de effecten zich bij de introductie van nieuwe vliegtuigen in de komende jaren steeds duidelijker zullen aftekenen.

Basis-instrumenten en avionica

De in een vliegtuig aanwezige instrumentatie houdt uiteraard verband met de functie die het vliegtuig moet vervullen. Het vliegtuig wordt bestuurd door middel van de rolroeren, het hoogteroer en het richtingsroer. Met behulp van de gashandel(s) regelt de vlieger het motorvermogen.
Voor een vlucht onder goedzichtomstandigheden gebruikt de vlieger de zichtbare horizon als referentie voor de stand, langshelling en rolhoek, en de vliegtuiginstrumenten voor de bepaling van hoogte, snelheid, koers, enz.
De minimale instrumentatie noodzakelijk voor een vlucht in gebieden die onder de verantwoordelijkheid van de luchtverkeersleiding vallen, bestaat uit:

- de (druk)hoogtemeter
- de (lucht)snelheidsmeter
- het magnetische kompas
- de motorinstrumenten (toerentallen, drukken, temperaturen, brandstofhoeveelheid)
- de klok.

Voor de navigatie gebruikt de vlieger dan de luchtsnelheid, de kompaskoers, de tijd en de kaart. Voor het handhaven van voldoende afstand tot het terrein en tot andere vliegtuigen is de vlieger zelf verantwoordelijk.
Vanzelfsprekend hebben de weersomstandigheden grote invloed op de mogelijkheid om vluchten uit te voeren. Bij onvoldoende zicht wordt het handhaven van de juiste stand van het vliegtuig, de navigatie en het onderhouden van voldoende afstand ten opzichte van het terrein en het andere luchtverkeer (vrijwel) onmogelijk. Het ligt dus voor de hand dat er daardoor voortdurend gezocht is naar mogelijkheden om ook in het geval van slechtzichtomstandigheden veilig luchtverkeer mogelijk te maken. Teneinde te kunnen vliegen onder slechtzichtomstandigheden is in de loop van de tijd veel (avionica-)apparatuur ontwikkeld, zoals:

- gyroscopische blindvlieginstrumenten (kunstmatige horizon en koerstol) ten behoeve van het aflezen van stand en koers
- radionavigatiehulpmiddelen, ten behoeve van de positiebepaling van het vliegtuig ten opzichte van op de grond aanwezige radiobakens
- radiocommunicatieapparatuur, waardoor de vlieger in direct spraakcontact kan zijn met de luchtverkeersleiding
- weerradar, waarmee vanuit het vliegtuig zware neerslag op voldoende grote afstand kan worden waargenomen om deze te kunnen ontwijken
- naderings- en landingshulpmiddelen, die de vlieger in staat stellen het vliegtuig tot vlak voor de landingsbaan te brengen en soms (in de modernste vliegtuigen) automatisch te laten landen.

Tijdens vluchten onder slechtzichtomstandigheden is de luchtverkeersleiding verantwoordelijk voor het handhaven van voldoende afstand tot het terrein en andere

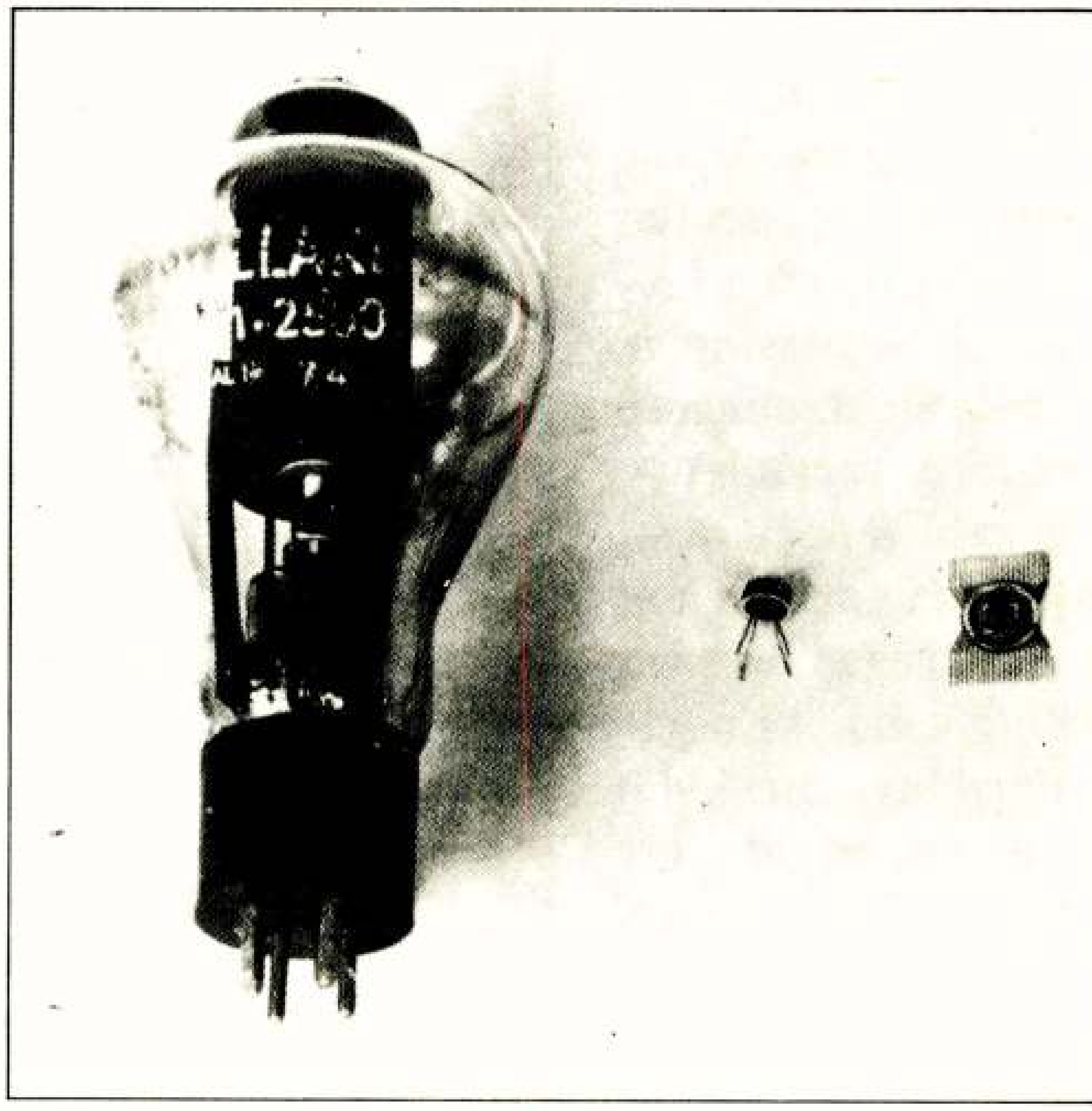
'liegtuigen. De luchtver-
eersleiding gebruikt hierbij
nder meer grondradarsyste-
nen, die in samenwerking
net een 'transponder-sys-
eem' in het vliegtuig de posi-
ie, de hoogte en de identifica-
ie van het vliegtuig bepalen.
)e volgende aspecten die
erdere ontwikkeling in de
vionica nodig maakten, waakt wordt en waarmee meldingen aan de vlieger gegeven kunnen worden in geval van storingen of gevaarlijke situaties.

In verband met de vliegveiligheid diende ook het ongevallenonderzoek te worden verbeterd. Voor verkeersvliegtuigen is het daartoe verplicht gesteld om een zogenaamde ten en door indicatoren in de stuurhut plaatsvinden. Als ingangssignalen dienen voornamelijk fysische grootheden zoals drukken, temperaturen en bewegingsgrootheden en signalen van motoren en boordsystemen. Voor de verbindingen tussen opnemers, bedieningsapparatuur, instrumenten en avionica-rek-

- variaties in de relatieve vochtigheid (ten gevolge van temperatuurvariaties)
- trillingen (ten gevolge van de motoren en turbulentie)
- schokken (ten gevolge van de landing)
- variaties in de elektrische voedingsspanning (ten gevolge van variaties in het motortoerental en in de belasting)

'abel 1: de ontwikkeling van verkeersvliegtuigen

Vliegtuig-type	Operationeel vanaf	Aantal zitplaatsen	Kruissnelheid (km/hr)	Startgewicht (kg)
Fokker F VII b	1926	8	150	5200
Douglas DC-3	1936	21	280	10885
Lockheed L-749	1947	44	450	48530
Douglas DC-8	1960	150	750	140620
Boeing B-747	1970	382	900	310000



Figuur 1: van radiobuis via transistor naar 'Integrated Circuit'

ɜn vermindering van de
/erkbelasting van de stuur-
utbemanning en verhoging
an de vliegveiligheid. Met
et toenemen van de vlieg-
nelheden, het groter worden
an de af te leggen afstanden
n van de vluchtduur, en het
ngewikkelder worden van de
verkeers)vliegtuigen nam
ok de werkbelasting van de
liegers toe. Teneinde deze
/erkbelasting te beperken en
e vliegveiligheid te verho-
en zijn de volgende avioni-
a-systemen ontwikkeld en
oegepast:

- automatische besturings-
ystemen, waarmee het mo-
elijk wordt automatisch een
ngestelde stand, koers,
oogte en snelheid van het
liegtuig te handhaven, als-
nede door navigatie en lan-
ingshulpmiddelen bepaalde
liegbanen te volgen.
- automatische bewakings-
n waarschuwingssystemen,
/aarmee continu de status
an de diverse systemen aan
oord en de vliegtoestand be-

'crash recorder' of 'zwarte doos' aan boord te hebben, waarmee een aantal belangrijke gegevens (hoogte, koers, snelheid, versnelling enz.) worden geregistreerd, zodat deze gegevens na een ongeval nog uitgewerkt kunnen worden. Met deze gegevens kan de analyse na een ongeval aanzienlijk sneller en doeltreffender worden uitgevoerd.

De aan de avionica gestelde eisen

De avionica-uitrusting in verkeersvliegtuigen is doorgaans aangebracht in speciaal daarvoor bestemde rekken (figuur **2**). Deze rekken bevinden zich in een ruimte onder of achter de stuurhut. De rekken worden gekoeld met de lucht waarmee de cabine geventileerd is. De avionica-apparatuur wordt bediend met behulp van bedieningsorganen in de stuurhut, terwijl aanwijzingen op instrumenken is een grote hoeveelheid bekabeling vereist, die een belangrijk deel van het gewicht van het totale avionicasysteem vormt. Beperking van deze bekabeling kan leiden tot grote gewichtsbesparing, waarover later meer.

Tenslotte zijn voor veel avioncia-systemen antennes nodig voor het uitzenden en ontvangen van elektromagnetische golven (figuur **3**).

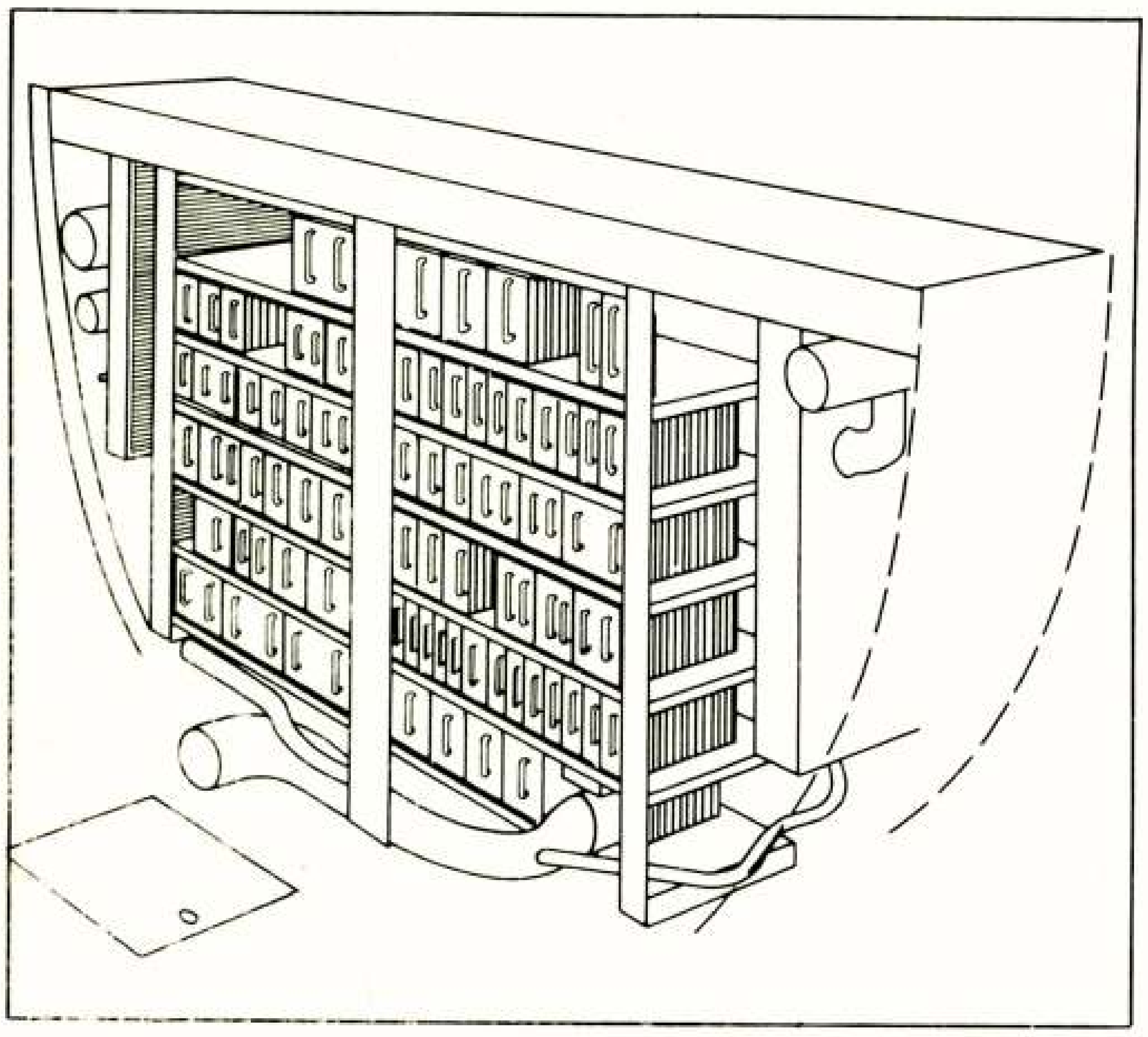
Gezien de grote rol, die de avionica in de burgerluchtvaart is gaan spelen, is het van het grootste belang dat de betrouwbaarheid van de avionica voldoende hoog is. Bij het ontwerp van avionica-systemen dient er daarom rekening mee te worden gehouden dat, in tegenstelling tot elektronische apparatuur voor huishoudelijk gebruik, avionica-apparatuur voortdurend is blootgesteld aan (figuur **4**):

- luchtdrukvariaties (afhankelijk van de vlieghoogte)
- temperatuurvariaties (afhankelijk van de vlieghoogte)
- sterke elektromagnetische velden (ten gevolge van grote elektrische stromen, radiozenders, radars).

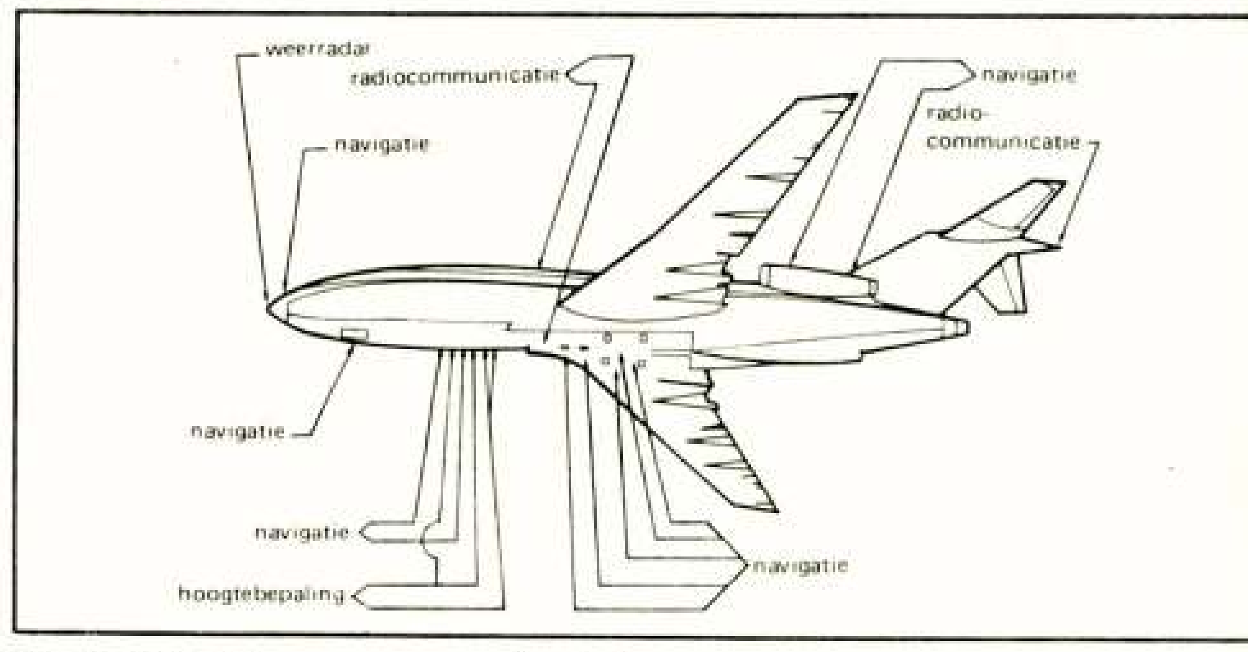
Besloten werd daarom internationale normen vast te stellen voor de omgevingsomstandigheden waaronder de avionica-apparatuur moet kunnen functioneren. Door de 'Radio Technical Commission for Aeronautics' (RTCA) zijn voor de diverse plaatsen in een vliegtuig, waarin elektronische apparatuur gehuisvest kan zijn, en voor de diverse vliegtuigen (zuigermotorvliegtuigen, helikopters, subsone straalvliegtuigen, supersone straalvliegtuigen) deze normen vastgelegd.

Daarnaast is besloten internationale normen vast te stellen voor standaardisatie van avionica-componenten. Het was namelijk gebleken, dat voor de luchtvaartmaatschappijen de kosten voor training van onderhoudsper-

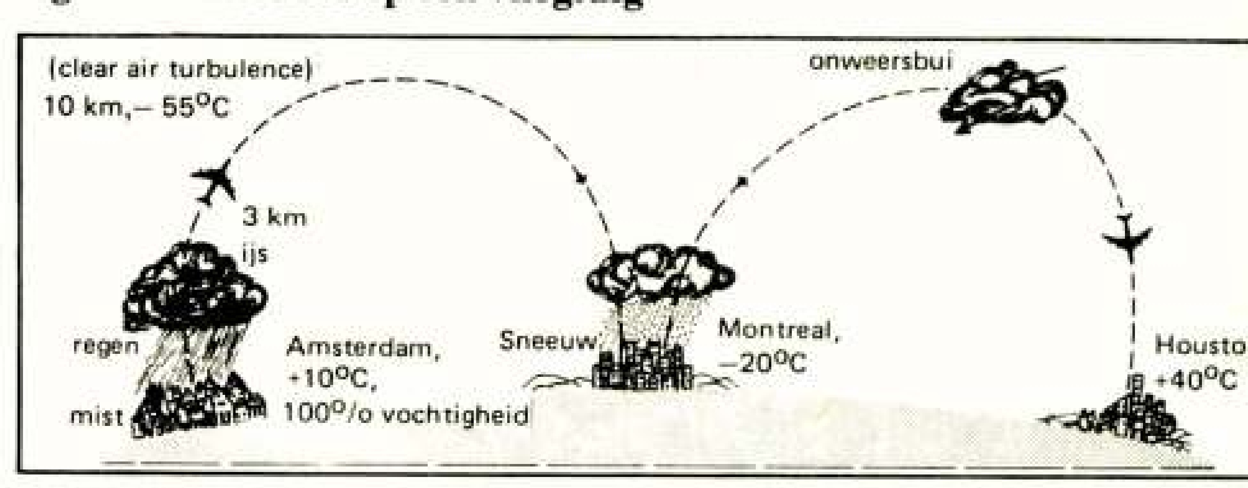
soneel, voor het aanschaffen van reservevoorraden en het onderhoud van avionica-apparatuur, een belangrijk deel vormden van de totale kosten. Om deze redenen hebben de luchtvaartmaatschappijen een overkoepelende organisatie opgericht ('Aeronautical Radio Incorporated', ARINC), die als taak kreeg het opstellen van normen voor de standaardisatie van avionica-componenten. Deze ARINC-normen schrijven de uitwendige maten, de penaansluitingen van de connectors en de functie van de eenheid voor, waardoor de produkten van verschillende leveranciers onderling uitwisselbaar zullen kunnen zijn.



Figuur 2: de plaats van de avionica-uitrusting in het vliegtuig



Figuur 3: antennes op een vliegtuig



Figuur 4: omgevingsomstandigheden waaraan een vliegtuig kan zijn blootgesteld

Voor de vliegtuigfabrikant en voor de gebruiker is het van groot belang dat het totale gewicht en het stroomverbruik van het avionica-systeem zo laag mogelijk zijn. Immers het gewicht gaat ten koste van het maximaal te transporteren gewicht van de betalende lading. Bovendien moet voor de avionica-systemen elektrische energie worden opgewekt, waarvoor een generator en extra brandstof nodig zijn. Tenslotte moet de opgewekte warmte door het airconditioning-systeem worden afgevoerd, waarvoor ook weer extra energie nodig is. De avionica-leverancier ontwerpt binnen de ARINC-normen een apparaat met een minimaal gewicht en stroomverbruik en een zo groot mogelijke betrouwbaarheid.

Komende generatie verkeersvliegtuigen

In de komende 8 à 10 jaar zullen verscheidene nieuwe typen verkeersvliegtuigen worden geïntroduceerd (zoals de Airbus Industrie A310, de Boeing B-757 en B-767 en de Fokker F29) ter vervanging van een aantal bestaande vliegtuigtypen zoals de B-707, DC-8, B-727, B-737, DC-9, BAC One Eleven. De ontwikkeling van deze nieuwe vliegtuigen valt in een periode waarin de prijs van de brandstof ten opzichte van de voorafgaande periode van tien jaar zeer sterk is gestegen.

Beperking van het brandstofverbruik was en is daarom bij het ontwerpen van nieuwe vliegtuigen een primair doel. Daarnaast blijft het natuurlijk van groot belang de vliegveiligheid zo mogelijk te verhogen en de vluchtuitvoering zo doelmatig mogelijk te doen zijn. Vermindering van het brandstofverbruik kan onder meer worden bereikt door het gebruik van zuiniger motoren (met een hoge omloopverhouding), geavanceerde transsone vleugelprofielen (superkritieke vleugel) en lichtere materialen (versterkte kunststoffen zoals glasvezel- en koolstofvezelmaterialen), en door toepassing van moderne digitale avionica-systemen.

Moderne avionica-systemen kunnen bijdragen tot de vermindering van het brandstofverbruik door:

- verbetering van de vluchtuitvoering door een optimale horizontale en verticale navigatie
- gewichtsbesparing van het gehele avionica-systeem.

De vluchtuitvoering kan verbeterd worden d.m.v. de **'Flight Management Computer'**. Deze computer combineert in één systeem de gegevens van de diverse navigatiesensoren tot de juiste positie en berekent vervolgens de kortste afstand en de benodigde stuurinformatie voor de vlieger tot het volgende routepunt. Deze stuurinformatie kan gebaseerd zijn op een optimale motorinstelling en vliegsnelheid (bijv. door selectie op minimaal brandstofverbruik, of op minimale vliegduur, of op minimale kosten).

Door de Flight Management Computer wordt een grote hoeveelheid gegevens berekend die de vlieger vroeger in diverse handboeken zelf moest opzoeken en berekenen, zoals de specifieke sne heden tijdens de start, h brandstofverbruik, maxim le vluchtduur, tijdstip va aankomst, het gewicht van d resterende brandstof, d daal- en landingssnelhede maar ook de gegevens in g val van storingen, zoals b het uitvallen van een motor. **Gewichtsbesparing** kan voo al worden bereikt door d hoeveelheid bekabeling te be perken. De Amerikaans vliegtuigfabrikant Boein heeft becijferd dat bij een B 747 tot ca. 1300 kg aan beka beling kan worden bespaar door vergaande integrati van digitale elektronisch systemen binnen de avionica eenheden en door het gebrui van digitale databussen tus sen signaalopnemers, avion ca en stuurhut. De nieuw ARINC700-generatie avion ca-apparatuur zal uitsluiten gebruik maken van digital databussen voor de transmis sie van informatie.

Moderne avionica-systeme bevorderen tevens de vlieg veiligheid en de doelmatig heid van de vluchtuitvoerin doordat met deze systeme de presentatie van informati aan de stuurhutbemanning e de communicatie met de ve keersleiding efficiënter ka geschieden. Zo kunnen in d toekomst door een speciaa waarschuwingssysteem· sig

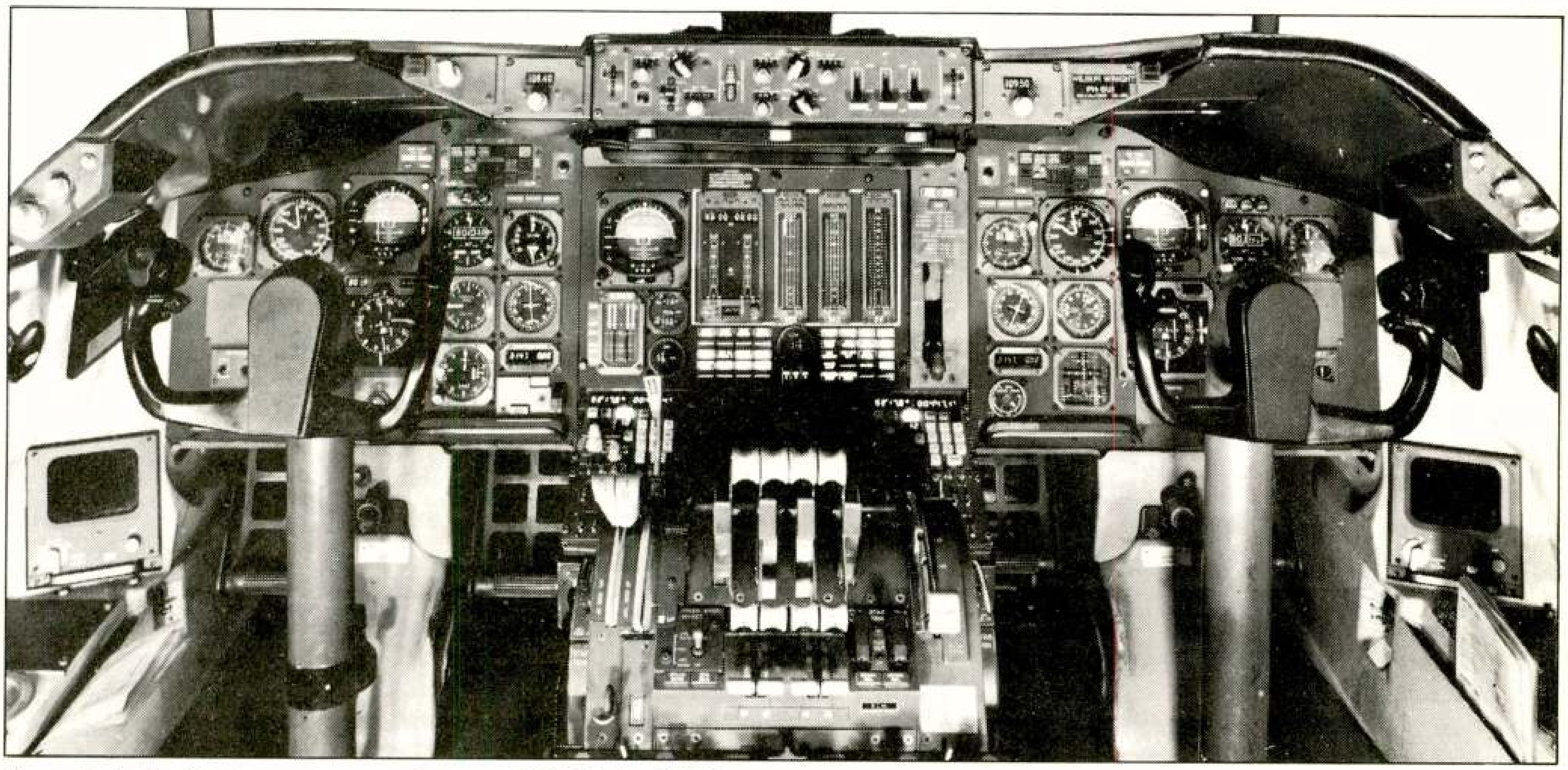
nalen op een beeldscherm worden gepresenteerd, aangevuld met auditieve signalen, één en ander volgens vaste normen. Door gebruikmaking van de moderne 'Very Large Scale Integrated Circuits' kunnen de genoemde functies met een grotere betrouwbaarheid en met minder gewicht en benodigde elektrische energie gerealiseerd worden, dan in de huidige generatie avionica-systemen.

Introductie van kleurenbeeldschermen

In de huidige vliegtuigen is een veelheid van elektromechanische instrumenten en bedieningsorganen aanwezig, die alle een eigen vaste functie vervullen gedurende de gehele vlucht. Van alle continu aangeboden informatie moet de vlieger steeds de juiste selectie maken afhankelijk van de actuele vluchtfase (figuur 5). De ontwikkeling van kleurenbeeldschermen waarvan de presentatie door middel van een computer wordt samengesteld, maakt het in de toekomst mogelijk op een zo efficiënt mogelijke wijze de vlieger alleen die informatie te verschaffen die hij op dat moment nodig heeft. Met behulp van speciale elektronische systemen wordt de benodigde informatie gesplitst over een aantal kleurenbeeldschermen.
Het primaire beeldscherm (Primary Flight Display) geeft door middel van symbolen informatie over o.a. de stand, de hoogte en de snelheid van het vliegtuig en toont tevens stuurcommandosignalen. Op het secundaire of navigatiebeeldscherm (Navigation Display) kunnen weerradarinformatie, koers, radionavigatiebakens, routepunten, de afwijking van de gewenste vliegbaan en windinformatie worden gepresenteerd. Figuur 6 geeft het instrumentenpaneel van de Airbus Industrie A310 weer, met daarin onder meer beide bovengenoemde schermen.

Op dit moment wordt gewerkt aan de analyse van de toepassingsmogelijkheden van beeldschermen voor de beoordeling van de status van motoren en boordsystemen. Gedacht wordt aan presentatie van systeemdiagrammen bij storingen en het presenteren van de juiste informatie om de storing te herstellen. Op vluchtnabootsers wordt uitgebreid onderzoek gedaan naar de mens/machine-aspecten bij toepassing van deze beeldschermen, waarbij ook gezocht wordt naar de toekomstige mogelijkheden van grotere beeldschermen.

In figuur 7 wordt een voorbeeld getoond van een stuurhutinrichting met zes naast elkaar geplaatste beeldschermen, zoals deze door British Aerospace op een vluchtnabootser in Weybridge (Engeland) wordt beproefd.



Figuur 5: het hoofdinstrumentenpaneel van een KLM-Boeing B-747

Een verdere blik in de toekomst

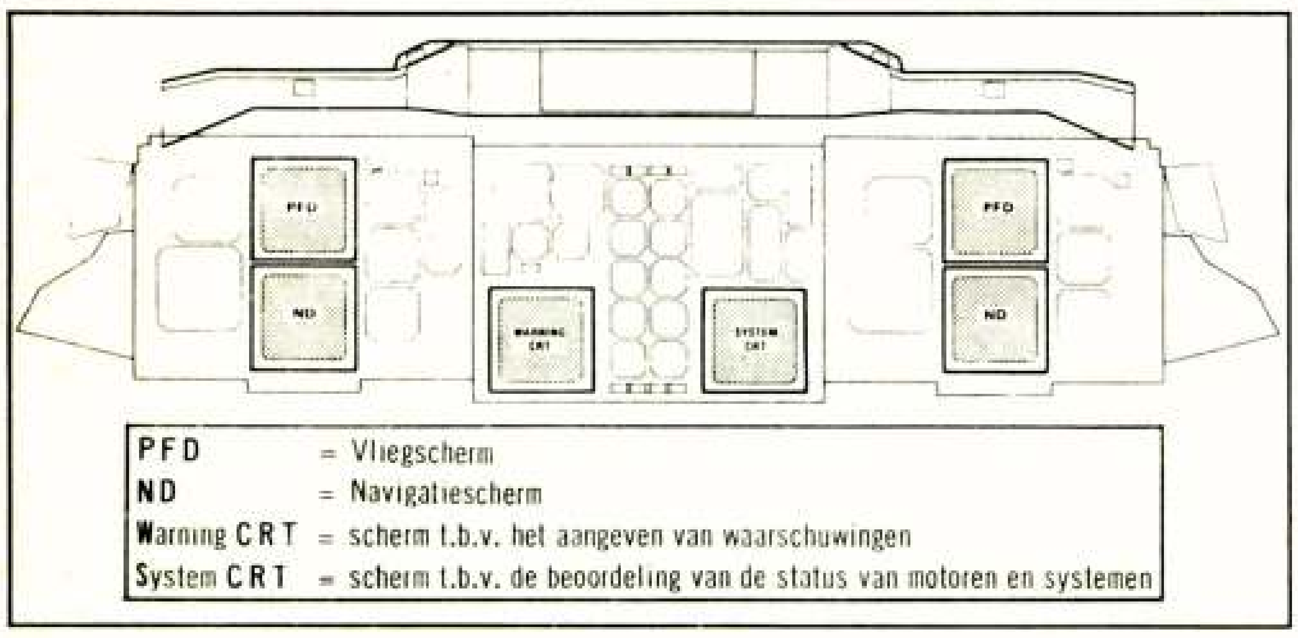
De technologische ontwikkeling van avionica-systemen voor verkeersvliegtuigen is veelbelovend. Bij het verdere streven naar integratie van systemen, gewichtsbesparing en verbetering van informatiepresentatie zijn steeds geavanceerdere avionicasystemen te verwachten. In ontwikkeling zijn onder meer een zeer accuraat werkend navigatiesysteem met satellieten (NAVSTAR), waarmee vrijwel alle andere navigatiesystemen op den duur kunnen worden vervangen, een systeem waarmee via een zgn. digitale datalink op radiografische wijze informatie wordt uitgewisseld tussen vliegtuigen en centra voor de luchtverkeersleiding en een nieuw Microwave Landing System (MLS). Door de betere kwaliteit van de signalen van het MLS (minder gevoelig voor gereflecteerde signalen) zal het in de toekomst mogelijk worden om – meer dan met het huidige Instrument Landing System (ILS) het geval is – automatische landingen onder slechtzichtomstandigheden uit te voeren. Daarnaast zal met het MLS de landingsbaan op een meer 'flexibele' manier genaderd kunnen worden. Dit zal in het bijzonder de geluidshindersituatie rond luchthavens kunnen verbeteren en de luchthavencapaciteit kunnen vergroten.

Een geheel nieuwe ontwikkeling in de avionica-toepassingen is die waarbij de avionica een integraal deel van het vliegtuig vormt en dus even onmisbaar is als bijvoorbeeld de vleugel. Hierdoor wordt het mogelijk om tot een geheel nieuw vliegtuigontwerp te komen, met als doel verdere vermindering van het gewicht en het brandstofverbruik. Mogelijkheden hiertoe zijn:

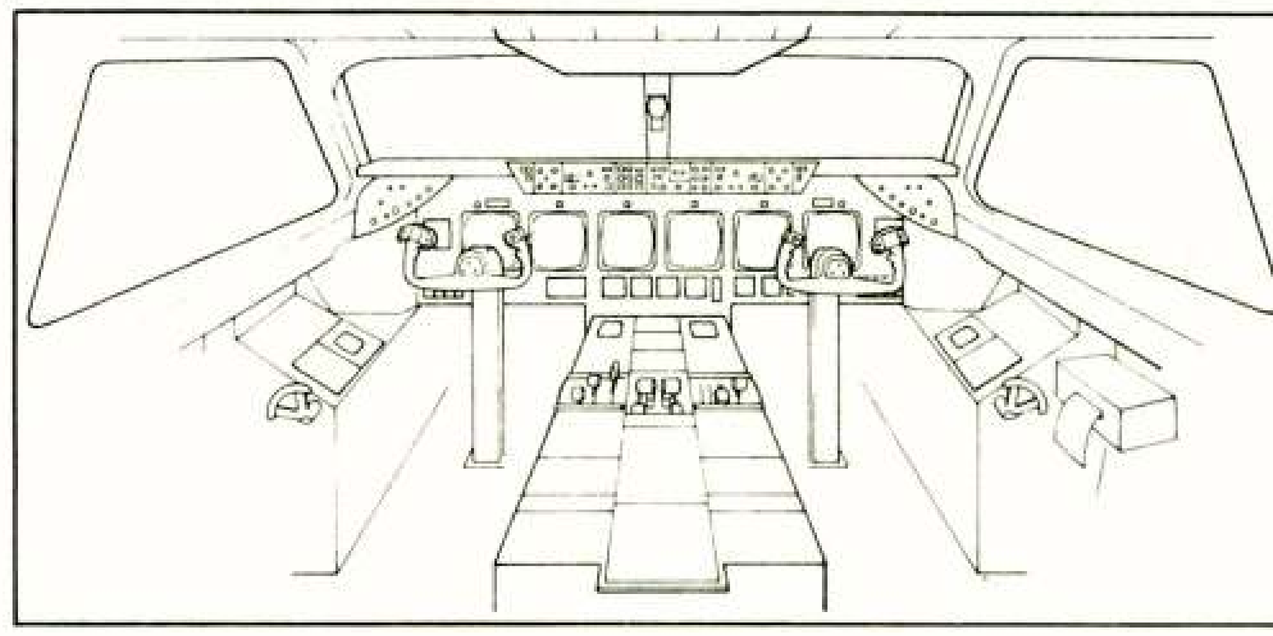
- vermindering van de remous- en manoeuvreerbelasting van de vleugel door 'spoilers' en rolroeren te sturen met een speciaal regelsysteem, dat reageert op de luchtkrachten welke op de vleugel werken. Het gevolg is dat de vleugel lichter kan worden geconstrueerd, en dat leidt weer tot minder brand-

stofverbruik (huidige toepassing Lockheed L-1011-500)
• wijziging van de balancering van het vliegtuig, zodat het horizontale staartvlak een opwaartse, dus meedragende, of een aanzienlijk kleinere neerwaartse luchtkracht levert.

De vermindering van de inherente stabiliteit van het vliegtuig wordt daarbij gecompenseerd door een avionica-systeem. Het gevolg is een kleiner horizontaal staartvlak en een kleinere vleugel, waardoor het gewicht en de luchtweerstand, en hiermede het energieverbruik, aanzienlijk verminderen. Dit concept, bekend als 'Control-Configured Vehicle' is onder meer toegepast in het F16-jachtvliegtuig. Vanzelfsprekend dienen aan de betrouwbaarheid van bovengenoemde avionica-systemen de allerhoogste eisen te worden gesteld.



Figuur 6: het hoofdinstrumentenpaneel van een Airbus Industrie A310 (schematisch)



Figuur 7: het hoofdinstrumentenpaneel, zoals door Britisch Aerospace beproefd wordt in een vluchtnabootser (redaktie 'Kontakt')

De avionica in Nederland

Binnen Nederland hebben de ontwikkelingen op avionicagebied hun invloed op de industrie, researchinstellingen en de Rijksoverheid. Zo krijgt bijv. de KLM als gebruiker te maken met de selectie-, onderhouds- en trainingsaspecten van deze avionica-systemen. De Nederlandse vliegtuigindustrie wordt bij de ontwikkeling en fabricage van nieuwe vliegtuigen geconfronteerd met klantenwensen, selectie van avionica-apparatuur, en integratie- en installatie-aspecten. De Rijksluchtvaartdienst (RLD) geeft voorschriften vóor en houdt toezicht op de luchtwaardigheid van de apparatuur. Tevens is de RLD verantwoordelijk voor de luchtverkeersleiding, waarbij de avionica een uiterst belangrijke rol speelt. Het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium (NLR) steunt de industrie en de overheid bij de ontwikkeling, evaluatie, selectie en beproeving van avionica-systemen. Zo is het NLR momenteel ondermeer betrokken bij de realisatie van het Meet-, Registratie- en Verwerkingssysteem (MRVS) voor de evaluatie en certificatie van de Fokker F29-prototypes en bij de specificatie en beproeving van het nieuwe RLD-meetvliegtuig, dat bestemd is voor de kalibratie van radionavigatie- en landingshulpmiddelen in Nederland.

Het belang van de avionica is inmiddels zo groot geworden dat uit een in 1977 gehouden enquête, onder een 40-tal organisaties welke betrokken zijn bij de lucht- en ruimtevaart in ons land, een duidelijke behoefte aan academisch gevormde avionica-ingenieurs naar voren kwam. Dit heeft geresulteerd in de invoering van een studierichting voor Avionica bij de afdeling der Elektrotechniek van de Technische Hogeschool in Delft. Deze opleiding wordt verzorgd in samenwerking met de Afdeling der Lucht- en Ruimtevaarttechniek. Een van de stuwende krachten achter deze ontwikkeling is geweest prof. ir. T. van Oosterom, jarenlang leider van de Hoofdafdeling Vliegtuigen van het NLR en buitengewoon hoogleraar in de vliegtuiginstrumentatie aan de Technische Hogeschool Delft.

Conclusies

In het kader van dit artikel moesten veel aspecten van de nieuwe avionica-systemen onbesproken blijven, met name:
• de met het vliegtuig samenwerkende grondapparatuur, onder meer ten behoeve van de luchtverkeersleiding
• het waarborgen van de luchtwaardigheid van de nieuwe vliegtuigen welke met deze systemen zullen zijn uitgerust.
• het terugdringen van de hoge onderhoudskosten, welke met de toepassing van deze systemen gepaard gaan
• de training van personeel voor het gebruik en het onderhoud van deze systemen.

Het mag worden verwacht dat in de komende generatie vliegtuigen de integratie van avionica en vliegtuig in toenemende mate zal plaatsvinden, met als resultaat verdere verbetering van de economie en verhoging van de veiligheid van het luchtverkeer.

'Bibliografie'

Kayton, M. Fried, W. R.
Avionics Navigation Systems. John Wiley and Sons, 1969

RTCA, RTCA Do-160; Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Electronic Equipment and Instruments. Febr. 1975

Charley, R. A.
Requirements for airborne electronic displays. Displays October 1979

Poisson-Quinton, P., Wanner, J. C.
Evolution of aircraft design through the CCV-concept (in de franse taal) L'Aeronautique et l'Astronautique no. 71 1978-4-11

EXPERIMENTELE VORTEX ANALYSATOR

Ir. J.M. van der Laan

Experimental Vortex Analyser. A measuring system is described for detection and analyses of aircraft wake vortices in the approach zone of a runway. This system consists of propeller anemometers, a data-acquisition unit, a quick-look monitor and a NOVA minicomputer with a real-time vortex detection program. A short description of aircraft wake vortices is also given. Some results of the measuring program are discussed.

INLEIDING

Sinds de komst van de z.g. wide-body verkeersvliegtuigen aan het begin van de jaren zeventig is men meer onderzoek gaan verrichten naar het probleem van de tipwervels in het zog van vliegtuigen. Met name bij de landing kunnen tipwervels besturingsproblemen geven bij achteropkomende vliegtuigen, in het bijzonder voor een licht vliegtuig dat kort na een zwaar vliegtuig landt. Om gevaarlijke situaties te vermijden heeft men vaste separaties ingesteld tussen achter elkaar landende vliegtuigen, variërend van 5.5 tot 11 km, afhankelijk van de onderlinge grootte van de vliegtuigen. Deze separaties zijn gebaseerd op de langste periodes dat tipwervels blijken te kunnen blijven hangen in het gebied vlak voor de landingsbaan en dus gevaar opleveren. Dit kon oplopen tot 3 minuten nadat het vliegtuig was gepasseerd. Afhankelijk van de weersomstandigheden, met name de wind, blijkt dat de tipwervels ook zeer snel kunnen verdwijnen uit het gebied voor de baan, zodat dan geen extra grote separatie nodig is. Aangezien de luchthavencapaciteit beperkt wordt door de thans toegepaste separaties, waardoor op spitsuren wachttijden met extra brandstofverbruik kunnen ontstaan, is het gewenst om de separatie af te stemmen op de werkelijke aanwezigheid van tipwervels.
In opdracht van de Rijksluchtvaartdienst heeft het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium (NLR) een meetsysteem ontwikkeld om het gedrag van tipwervels te onderzoeken. Daarbij wordt o.a. de invloed van de wind op het gedrag van tipwervels bestudeerd, teneinde te komen tot een windcriterium voor de toe te passen separatie. Vleghert (1978) beschrijft uitgebreid de theorie van tipwervels en de achtergrond van dit onderzoek, alsmede onderzoekingen die reeds in de VS zijn verricht.

HET ONTSTAAN EN HET GEDRAG VAN TIPWERVELS

Tipwervels treden altijd op bij het opwekken van de draagkracht door de vleugel (Fig. 1). Door de speciale vorm van een vleugelprofiel wordt namelijk de langsstromende lucht naar beneden toe afgebogen, waarbij boven de vleugel een onderdruk, en onder de vleugel een overdruk ontstaat; dit drukverschil levert de draagkracht. Achter de vleugel heeft de langsstromende lucht dus een neerwaartse snelheidscomponent, de neerstroming.

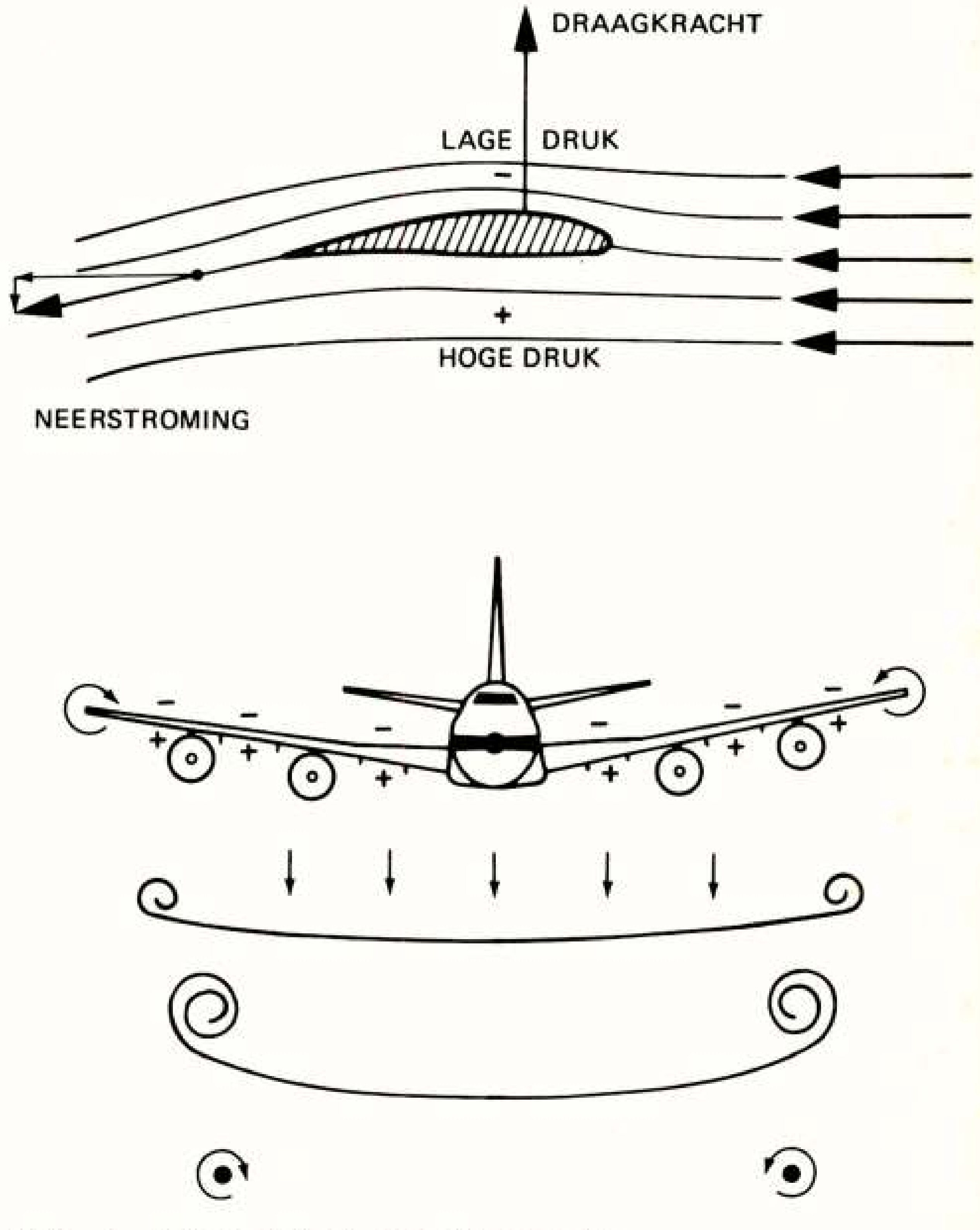


Fig. 1 Het ontstaan van tipwervels

Als gevolg van het genoemde drukverschil krult de lucht van onder naar boven om de vleugeltip heen, en wordt er een wervel gevormd. Uiteindelijk rolt het hele neerstromingsgebied achter de vleugel op tot twee tipwervels. Na korte tijd bevinden de twee tegen elkaar in draaiende wervels zich op een onderlinge afstand van ca. 3/4 van de spanwijdte van het vliegtuig. Ze hebben een neerwaartse snelheid van ca. 2 m/s.

In het gebied vlak voor de landingsbaan vliegt het vliegtuig minder dan 40 m boven de grond. De tipwervels buigen dan boven de grond af en bewegen zich daarna in zijdelingse richting, op een hoogte van 15 à 20 m

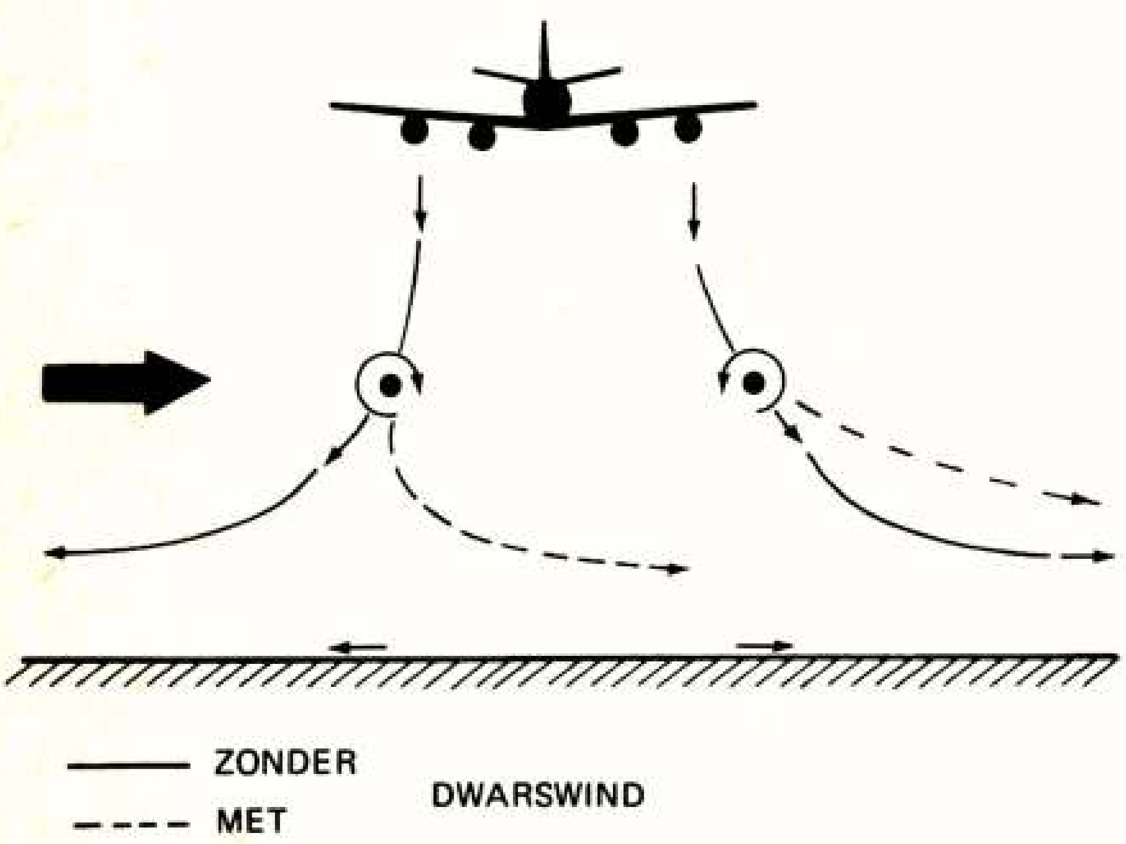


Fig. 2 Beweging van tipwervels in de nabijheid van de grond

(Fig. 2). Onder invloed van een zijwind wordt de wervel die tegen de wind in beweegt weer teruggeblazen; bij geringe zijwind (tot 3 m/s) kan hij blijven hangen onder of in de baan van het vliegtuig. In dat laatste geval kan een wervel een vliegtuig dat vlak daarna landt, hinderen.

Ter illustratie nog enkele cijfers. Een Boeing B-747 Jumbo Jet, het grootste passagiersvliegtuig op dit moment, weegt bij de landing gemiddeld zo'n 200 ton. (Startgewicht maximaal 370 ton). De spanwijdte (tussen de vleugeltippen) is 60 m. De landingssnelheid bedraagt ca. 65 m/s. Dit vliegtuig heeft vier straalmotoren die elk maximaal ca. 2.10^5N stuwkracht kunnen leveren, waarvan in de landing globaal éénderde wordt geleverd. Dat betekent dat de vier motoren dan gezamenlijk ca. 17 megawatt aan vermogen leveren om de weerstand te overwinnen. De weerstand vindt men terug in het zog, waar deze 17 megawatt is opgeslagen in de luchtbewegingen. Tweederde deel hiervan is weerstand ten gevolge van het opwekken van draagkracht, en dit vindt men terug in de tipwervels (ca. 11 MW). In de tipwervels kunnen snelheden tot 20 m/s optreden bij de kern. Een door een zware B-747 veroorzaakte wervel die 15 m boven de grond hangt, kan op de grond een windsnelheid (dwars op de vliegrichting) van ca. 9 m/s veroorzaken (windkracht 5!), terwijl het 50-100 m verderop t.g.v. de andere wervel net zo hard waait, maar dan in tegengestelde richting.

BESCHRIJVING VAN HET MEETSYSTEEM

Overzicht

De tipwervels veroorzaken een specifiek dwarswindpatroon op de grond dat kan worden gemeten met windsnelheidsmeters, zie figuur 3. Er worden negen windsnelheidsmeters gebruikt voor het meten van de tipwervels, en nog eens zes (in drie paren) in een windmast voor het meten van de ongestoorde windcondities (Fig. 4). De 15 signalen van deze windsnelheidsmeters worden gefilterd en gedigitaliseerd in een Data-Acquisitie-eenheid waarin ook enkele andere gegevens (o.a. tijdsinformatie) worden toegevoegd. De verwerking geschiedt in een Data General Nova 3 minicomputer, met een real-time programma. Dit programma analyseert o.a. de wervelbewegingen.

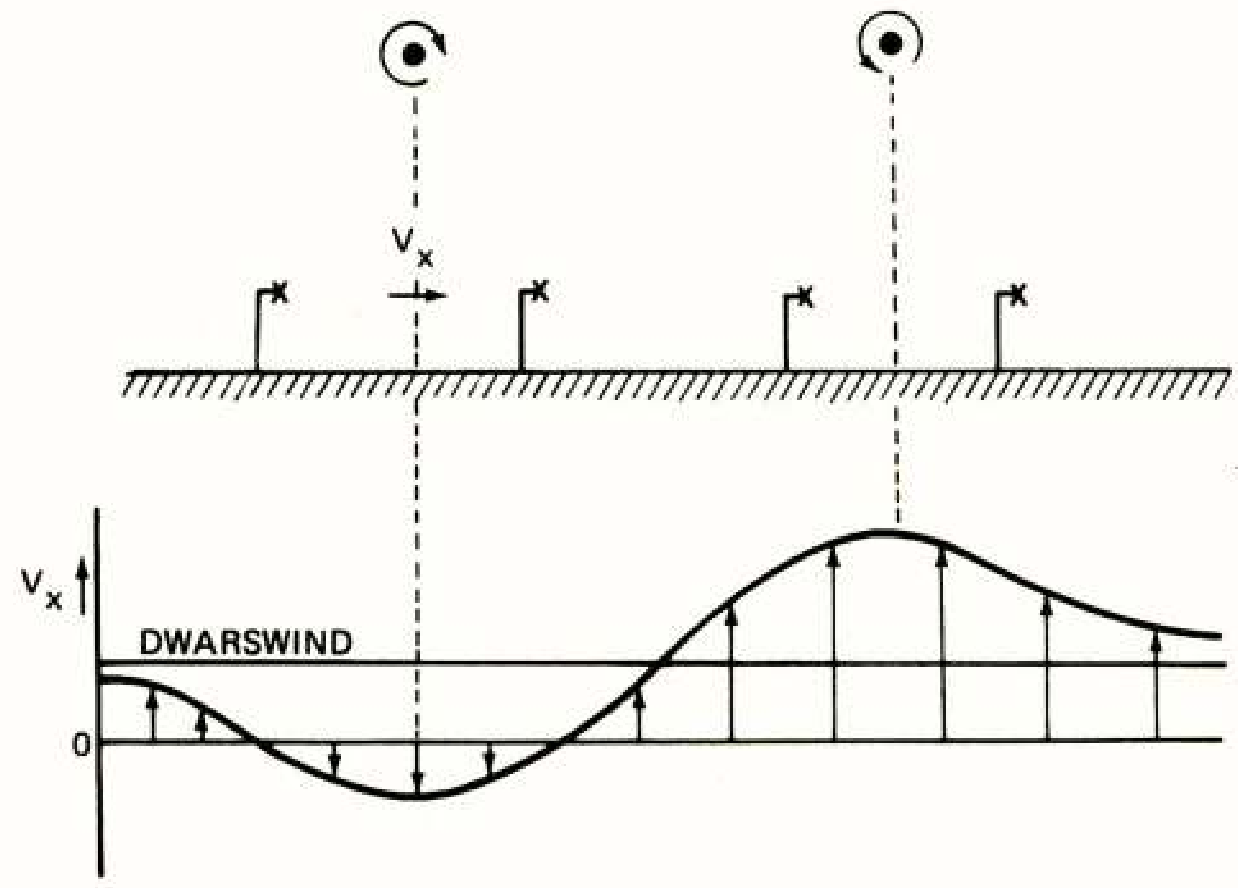


Fig. 3 Meting van het dwarswindpatroon van tipwervels

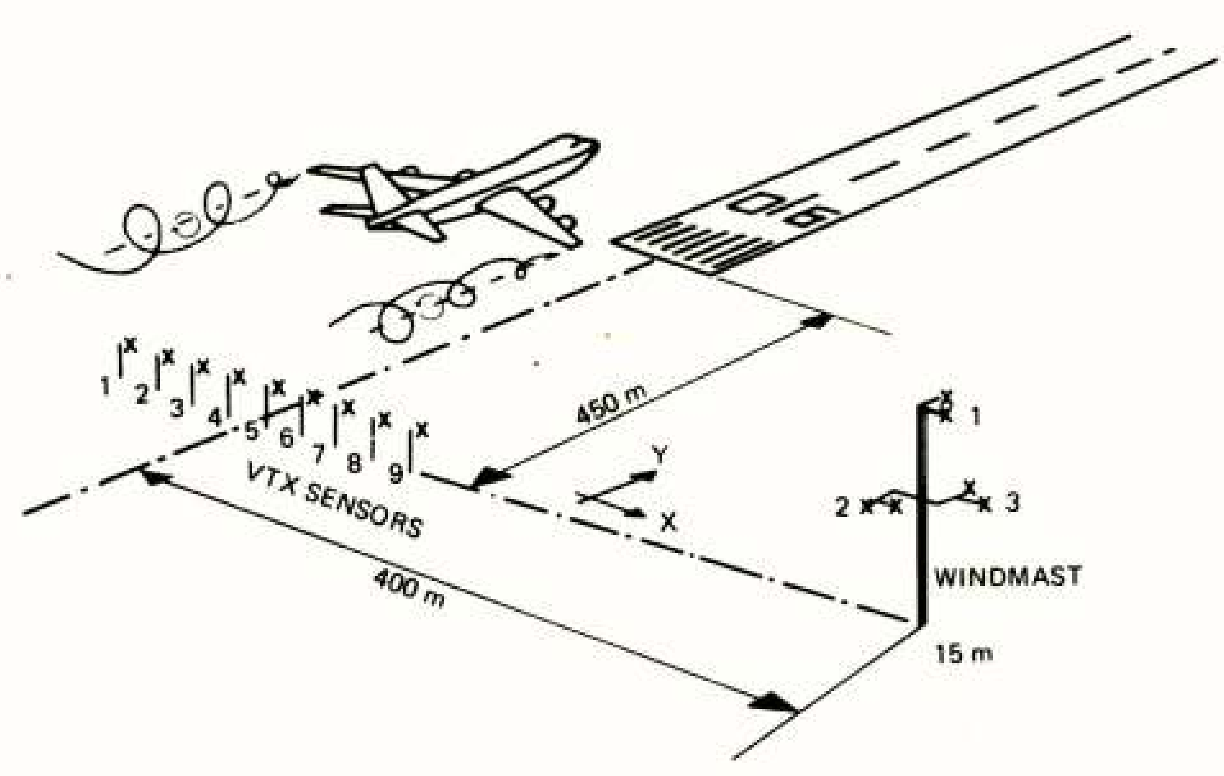


Fig. 4 Overzicht van het meetsysteem

Op een "quick-look" monitor worden de signalen van de meters en de berekende positie van de wervel gepresenteerd, alsmede foutmeldingen. De operateur kan hiermee de werking van het systeem controleren. De gegevens worden op computer-compatible tape opgeslagen voor verdere off-line verwerking.

Windsnelheidsmeters

Dit zijn propeller-anemometers met een polystyreen propellertje van 23 cm diameter. Deze zijn alleen gevoelig voor de windcomponent in de asrichting. De propeller, die op een zeer licht lopende as is bevestigd, drijft via een flexibele koppeling een miniatuur tachogenerator aan (1 cm diameter), welke een gelijkspanning levert die lineair verloopt met de windsnelheid. Bij 9 m/s wind geeft hij 0,5 V af bij 1800 rpm. Op deze spanning zit nog een rimpel omdat de collector uit 5 segmenten bestaat.

Data-Acquisitie-Eenheid

In de data-acquisitie-eenheid wordt in de 15 signalen van de windsensors eerst de rimpel uitgefilterd met een "low-pass" filter. Dit geschiedt om te vermijden dat bij de sampling fouten in het signaal worden geïntroduceerd (aliasing fouten). De signalen worden gedigitaliseerd in een SDM-850 Data-Acquisition-Module van Burr Brown. Hierin zit een 16 kanaals multiplexer en een A/D converter met 12 bits resolutie.
Elke halve seconde wordt een sample genomen. De in serie gezette signalen gaan dan door een 12 bits databus, waarna additionele informatie wordt toegevoegd, zoals de tijd, een synchronisatiewoord en een framenummer. In totaal gaan er 24 woorden in een frame (waarvan 16 sensor-waarden) en elke ½ seconde passeert er een frame. De adressering en timing geschiedt vanuit een geprogrammeerd geheugen (PROM) dat in verbinding staat met de verschillende eenheden via een 8 bits adresbus, en twee lijnen, één voor tijdpulsen en één voor een signaal dat de eenheden machtigt om hun informatie op de databus te zetten. Een 38400 Hz oscillator levert de pulsen waarmee de tijdsinformatie wordt bepaald.

Een "parallel-to-serial converter" zet de 12 bits van elk woord in serie in twee bytes van elk 10 bits, waarna in een MODEM interface het signaal van TTL (Transistor - Transistor Logic, 0-5 V) wordt omgezet in V24 om aansluiting op een telefoonlijn mogelijk te maken.

Quick-Look Monitor

De operateur heeft de beschikking over een quick-look monitor die informatie geeft over de werking van het systeem, en die de signalen van de windmolentjes weergeeft (Fig. 5). Voor de analoge presentatie van de signalen van de molentjes worden z.g. Bar-graphs van Burroughs gebruikt. Een bar-graph is een balk, opgebouwd uit 201 kleine neon-elementjes, die op gezichtsafstand een continue band laten zien. Om de bar-graph te sturen zijn een segmentgenerator die de elementjes ontsteekt, en een datacomparator nodig. De comparator vergelijkt de hoogte van de balk met het signaal, en schakelt de anode op halve spanning wanneer de gewenste balkhoogte is bereikt, waarna hij op die hoogte blijft staan.



Fig. 5 Computer met taperecorder en Quick Look Monitor

Het display wordt 70 x per seconde ververst.

Behalve de 15 signalen geeft de monitor de berekende meteodata (digitaal), en de berekende vortex-positie d.m.v. LED's boven de bar-graphs van de vortex-sensors. Verder is er een fail-indicatie voor het aangeven van sensor-fouten.

Software

De software in de NOVA minicomputer bestaat uit een real-time programma, dat bestuurd wordt door het Real-Time Operating System (RTOS) van deze computer. Het RTOS maakt het mogelijk dat verschillende taken in het programma parallel kunnen worden verwerkt, hetgeen vaak een vereiste is bij real-time programma's. Elke halve seconde komt er een nieuw dataframe, en de berekening mag dus niet langer duren dan een halve seconde. Naast de primaire rekenfunctie (PROCS) zijn er nog drie andere taken, namelijk een sensor check (SENSO), en een input en een output taak (TALK en MESSA), zie figuur 6.
RTOS geeft nu aan de rekentaak de hoogste prioriteit, terwijl de taken in principe in genoemde volgorde worden doorlopen.
Bij ontvangst van een nieuw data frame is eerst de rekentaak aan de beurt in de centrale verwerkingseenheid (CPU), pas als deze klaar is volgen de andere taken. Zijn deze bij ontvangst van het volgende frame nog niet voltooid, dan worden ze door RTOS op de "wachtlijst" gezet en wordt de rekentaak weer geactiveerd.

De rekentaak detecteert de tipwervels en volgt hun positie in de tijd. De dwarswind die door de wervels wordt geïnduceerd ter plaatse van de sensors wordt vergeleken met de ongestoorde dwarswind. Als het verschil gedurende een aantal seconden een bepaalde waarde heeft overschreden is er een wervel "gedetecteerd". De positie wordt bepaald door middel van parabolische interpolatie tussen het molentje met de maximale c.q.

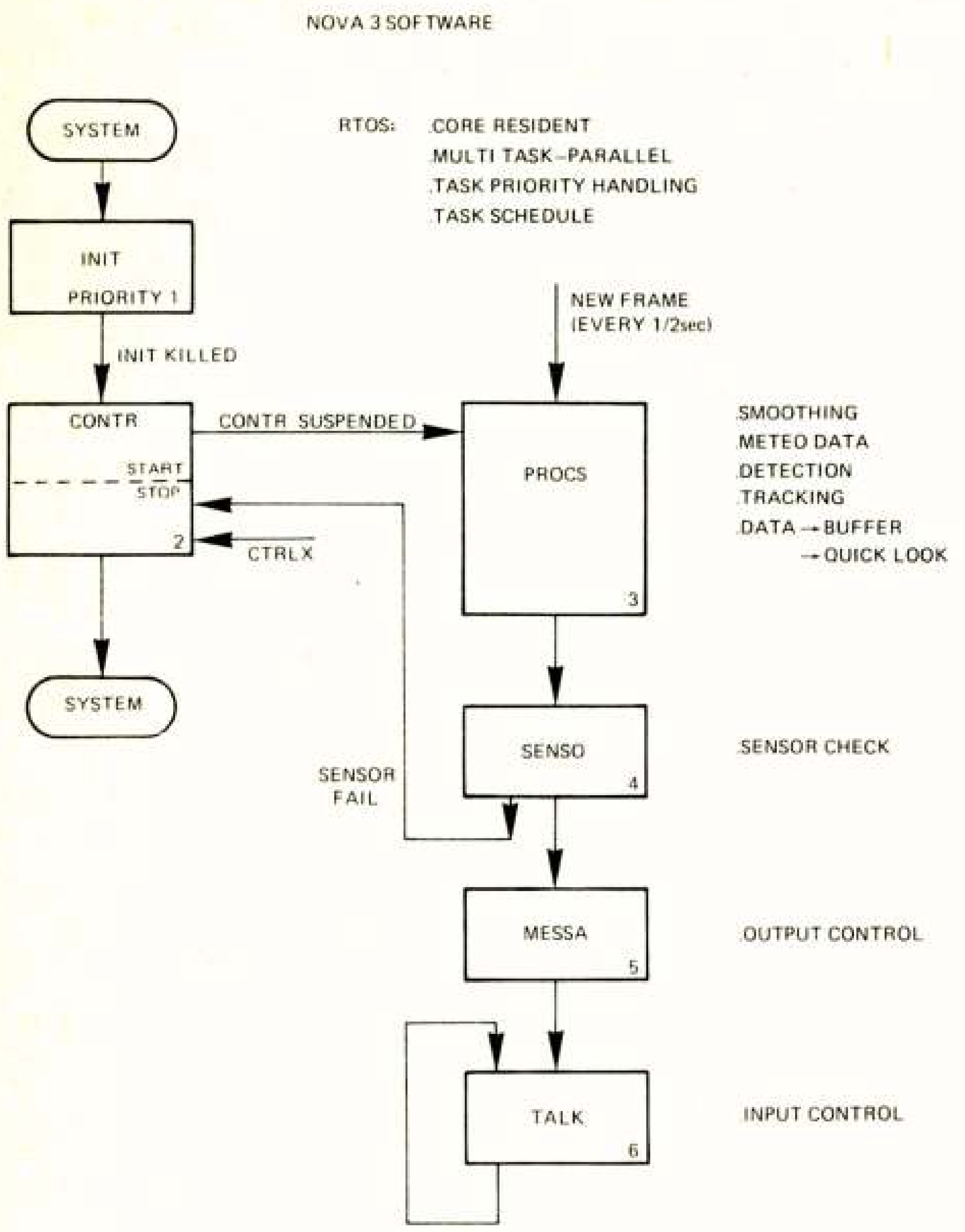


Fig. 6 NOVA software

minimale aanwijzing en z'n buren. Het extreem geeft dan de positie. De opeenvolgende posities worden in de tijd gefilterd in een z.g. α-β-tracker, die de fluctuaties in de positie en de verplaatsingssnelheid uitdempt. Een wervel wordt significant genoemd wanneer de reactie op de grond groter is dan 5 knopen (1 kt = 1 zeemijl/uur = 0,514 m/s). De tijd dat een wervel aanwezig was ("Vortex Residence Time") is de tijdsduur tussen vliegtuigpassage over de molentjes en het tijdstip waarop de wervel het gebied is uitgedreven, of het tijdstip waarop hij is uitgestorven. Dat laatste is het geval als zijn reactie gedurende enige tijd een bepaalde waarde (2 kts) heeft onderschreden.

RESULTATEN

Een voorbeeld van de registraties door de negen windmolentjes is in figuur 7 gegeven. Hierin staat voor alle negen molentjes de dwarswind die ze meten, als functie van de tijd. Op tijdstip nul vloog het vliegtuig in de aangegeven richting over de molentjes. Door diverse symbooltjes wordt de positie van de wervel aangegeven (NOVA is het NOVA-minicomputer-programma, CYBER-T is een off-line programma, bedoeld om de detectie criteria te ontwikkelen). De "downwind vortex" van de linker vleugeltip drijft al na 20 seconden uit het veld, ("observation window") maar de "upwind vortex" doet er 128 seconden over.

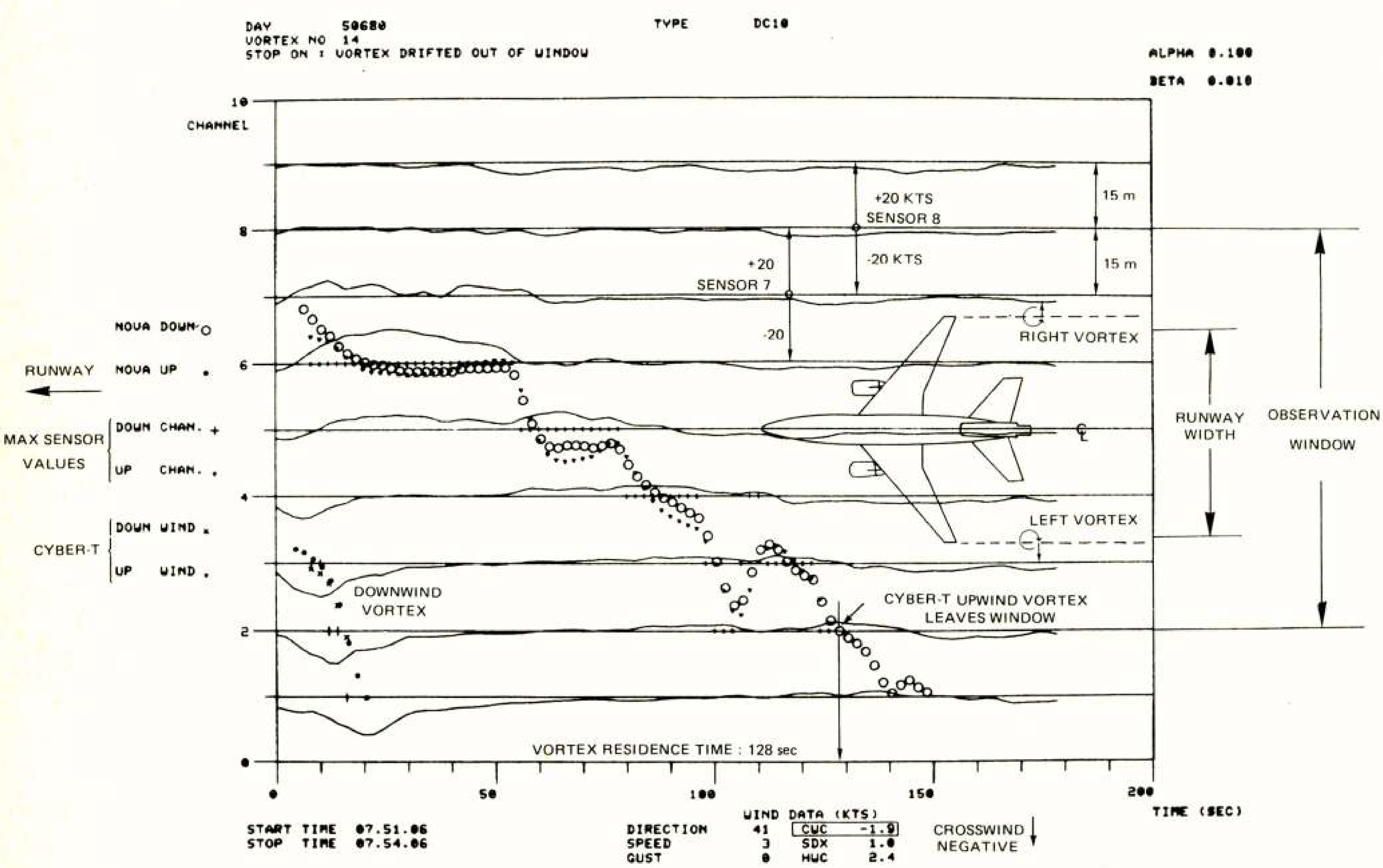


Fig. 7 Registraties door de windmolentjes

Aan de hand van dergelijke plots kon het gedrag van de tipwervels worden bestudeerd. Ook werd hiermee gecontroleerd of de berekende verblijftijden van de tipwervels overeen kwamen met de werkelijkheid. Een grote moeilijkheid werd veroorzaakt door de variabele windcondities. Het kwam voor dat, zonder dat er een vliegtuig in de buurt was, de gemeten windverschillen tussen de negen molentjes continue groter waren dan 5-10 knopen, waarmee de detectiedrempel ruim overschreden was. Ook werden er zeer grote verschillen geconstateerd tussen de "ongestoorde" dwarswind in de windmast en de werkelijke dwarswind bij de molentjes. Aangezien in het detectie-algoritme de dwarswind werd gebruikt, leidde dit ook tot grote fouten. Daarna is voor de dwarswind de mediaan-waarde van de negen molentjes gebruikt, hetgeen een belangrijke verbetering gaf.

De berekende verblijftijden (VRT) werden off-line statistisch verwerkt, om de invloed van windcondities en van verschillende categorieën vliegtuigen te onderzoeken. Een van de resultaten is de "windroos" in figuur 8.

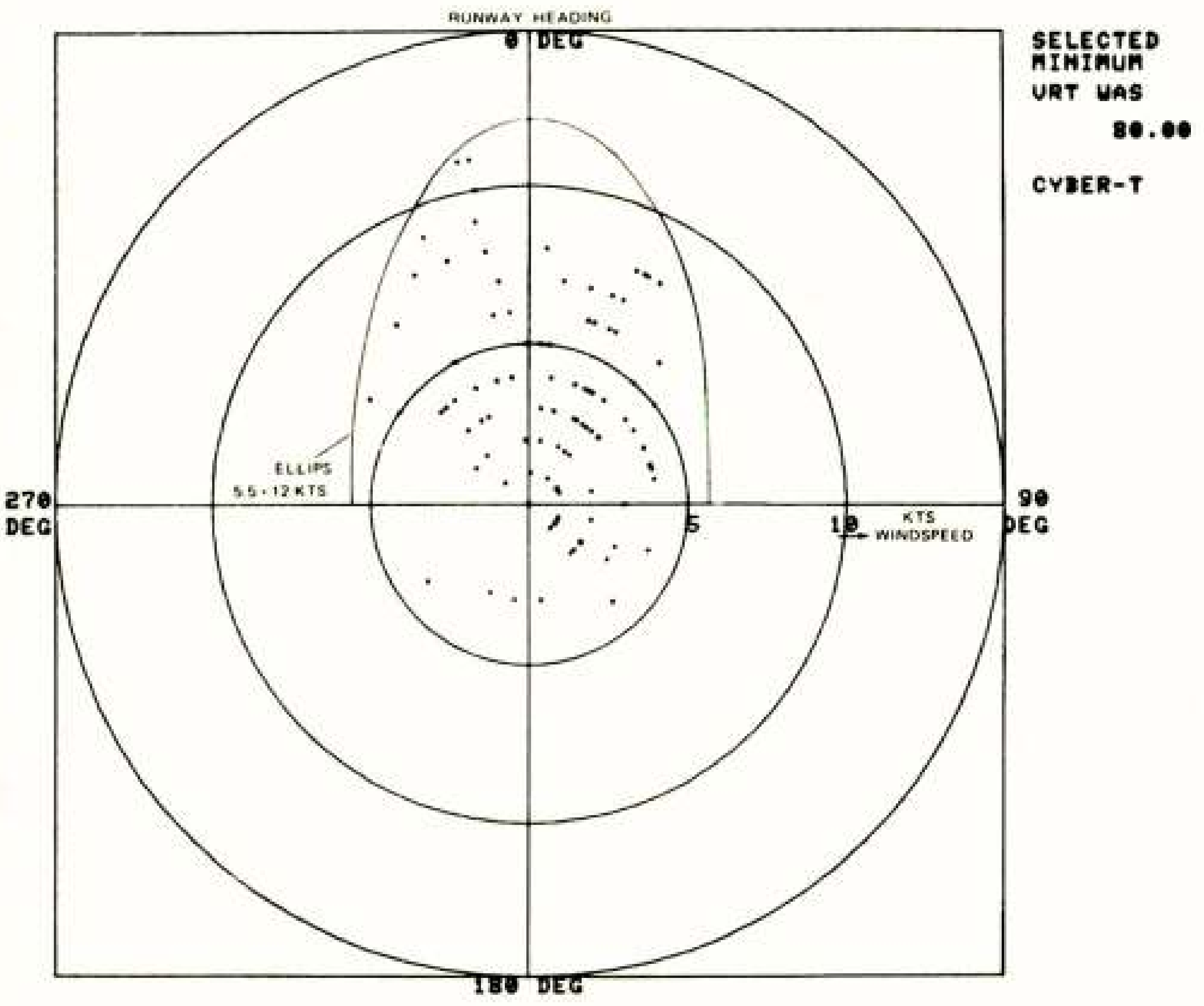


Fig. 8 Windvector plot

Elk punt stelt hierin de windvector (windrichting en snelheid) voor die behoorde bij de metingen met een verblijftijd groter dan 80 s. Hieruit blijkt dat langdurige tipwervels uitsluitend optreden indien de windvector ten tijde van de meting binnen een ellips ligt met halve assen 5,5 x 12 kts.
Dit betekent dat alleen wanneer de wind binnen deze grenzen ligt, een separatie tussen de vliegtuigen groter dan 5.5 km (overeenkomend met 80 s) moet worden toegepast. Dit kan een bruikbaar windcriterium opleveren voor de verkeersleider, aan de hand waarvan hij de afstand tussen de landende vliegtuigen kan afstemmen op de kans dat tipwervels aanwezig zijn.

Het is gebleken dat met de Experimentele Vortex Analysator een goed inzicht kan worden verkregen in het gedrag van tipwervels in het gebied vlak voor de landingsbaan. De RLD zal verder bepalen op welke wijze de bereikte resultaten zullen worden gebruikt bij de verkeersleiding, om op verantwoorde wijze de luchthavencapaciteit te kunnen vergroten.

LITERATUUR

Vleghert, J.P.K.; Tipwervelhinder, artikel in "de Ingenieur", jaargang 90, nr. 17, 27 april 1978.

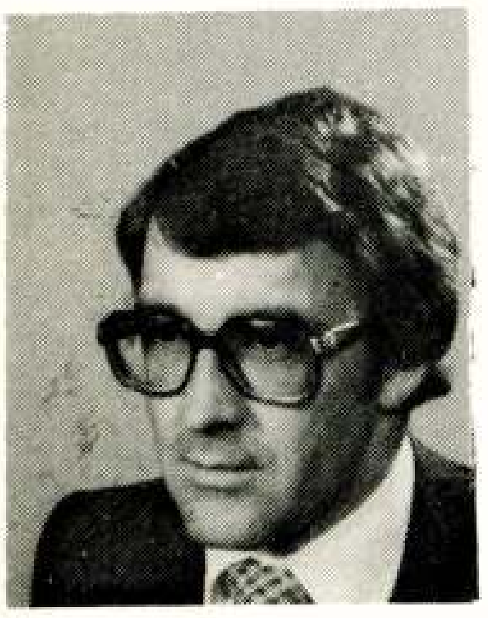
Voordracht gehouden op 12 november 1981 in het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium te Markenesse, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 301), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIONGENOOTSCHAP
(306e werkvergadering)
IEEE SECTIE BENELUX
SECTIE TELECOMMUNICATIE KIVI









UITNODIGING
Voor een lezingendag op vrijdag 16 april 1982 in het gebouw van de Afdeling Elektrotechniek, Technische Hogeschool Twente.
Thema: CHIPS OP MAAT, IETS VOOR U?

PROGRAMMA:

10.30 uur:	Ontvangst en koffie.
10.50 uur:	PROF. IR. O.W. MEMELINK (TH-Twente): Welkomstwoord.
11.00 uur:	DR. J. MIDDELHOEK (TH-Twente): Foto 1 IC fabricagetechnieken.
11.45 uur:	IR. L. SPAANENBURG (TH-Twente): Foto 2 Ontwerpen van digitale IC's.
12.30 uur:	Lunch.
13.45 uur:	IR. R.M. DE VLAEMINCK (Eminent, Bodegraven): Foto 3 Ervaringen met custom design.
14.15 uur:	IR. R. VAN AKEN (Incir, België): IC's op maat, een oplossing om Uw produkt competitiver te maken.
15.00 uur:	ING. A.C.M. RIENIRIE (Vitatron, Dieren): Foto 4 Kwaliteitseisen bij custom design.
15.30 uur:	DR. H. WALLINGA (TH-Twente): Discussie en samenvatting.
16.00 uur	Sluiting.

De lunch zal plaatsvinden in de Bastille van de TH-Twente.
Aanmelding voor de lezingen en de lunch dient te geschieden vóór 8 april 1982 door middel van de aangehechte kaart. Volledig invullen en frankeren met een postzegel van 45 cent.

Reservering van de lunch vindt slechts plaats indien vóór 8 april 1982 een bedrag van *f* 12,50 is bijgeschreven op postrekening 3099125 van de penningmeester Benelux Sectie IEEE te Waalre onder vermelding van "Chips".

Eindhoven, Maart 1982

Namens de samenwerkende verenigingen
dr. ir. T.A.C.M. Claasen
Telefoon 040-742131
('s avonds 040-857434)

TELEMETRIE-KANAALCODERING MET DE (256,224) REED-SOLOMON CODE OVER GF(257)

M.R. Best en H.F.A. Roefs
Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium NLR

Telemetry channel coding with the (256,224) Reed-Solomon code over GF(257). The telemetry signal transmission in deep space missions can be improved by concatenation of a convolutional code and a Reed-Solomon code. This publication reviews the expected performance of the chosen coding scheme and the selection of coding and decoding algorithms for the Reed-Solomon code.

INLEIDING

In opdracht van de ESA en met ondersteuning van het NIVR is door het NLR een "concatenated coding scheme" ontworpen voor gebruik bij lange-afstands ruimtevaartmissies. De "inner code" is een nu reeds in gebruik zijnde rate ½, constraint length 7 convolutiecode met soft decision Viterbi decoding. Voor de "outer code" is de (256,224) Reed-Solomon code over GF(257) gekozen. Als alternatief voor de outer code is Gallager's burst-correcting scheme onderzocht (Roefs 1980). Dit bleek echter niet aan de eis van een a posteriori bitfoutenkans van 10^{-5} bij een signaal-ruisverhouding van 2.5 dB te kunnen voldoen.

Indien de gekozen Reed-Solomon code wordt gecombineerd met interleaving tot een diepte van 32 symbolen, dan is het aldus gevormde codeerschema wel in staat aan de gestelde eis te voldoen. Als alles volgens plan verloopt, dan zal een real-time (40 kbit/s) hardware implementatie van het codeerschema voor het eerst in 1985 gebruikt worden bij de GIOTTO missie naar de komeet van Halley.

Deze bijdrage geeft een overzicht van de verwachte prestatie van het codeerschema en van de selectie van de codeer- en decodeeralgoritmen voor de Reed-Solomon code. Voor details wordt verwezen naar(Best 1980) en (Best 1981).

SYSTEEMOPZET

Het gehele codeer- en decodeerschema is geschetst in figuur 1. De input van de Reed-Solomon encoder wordt

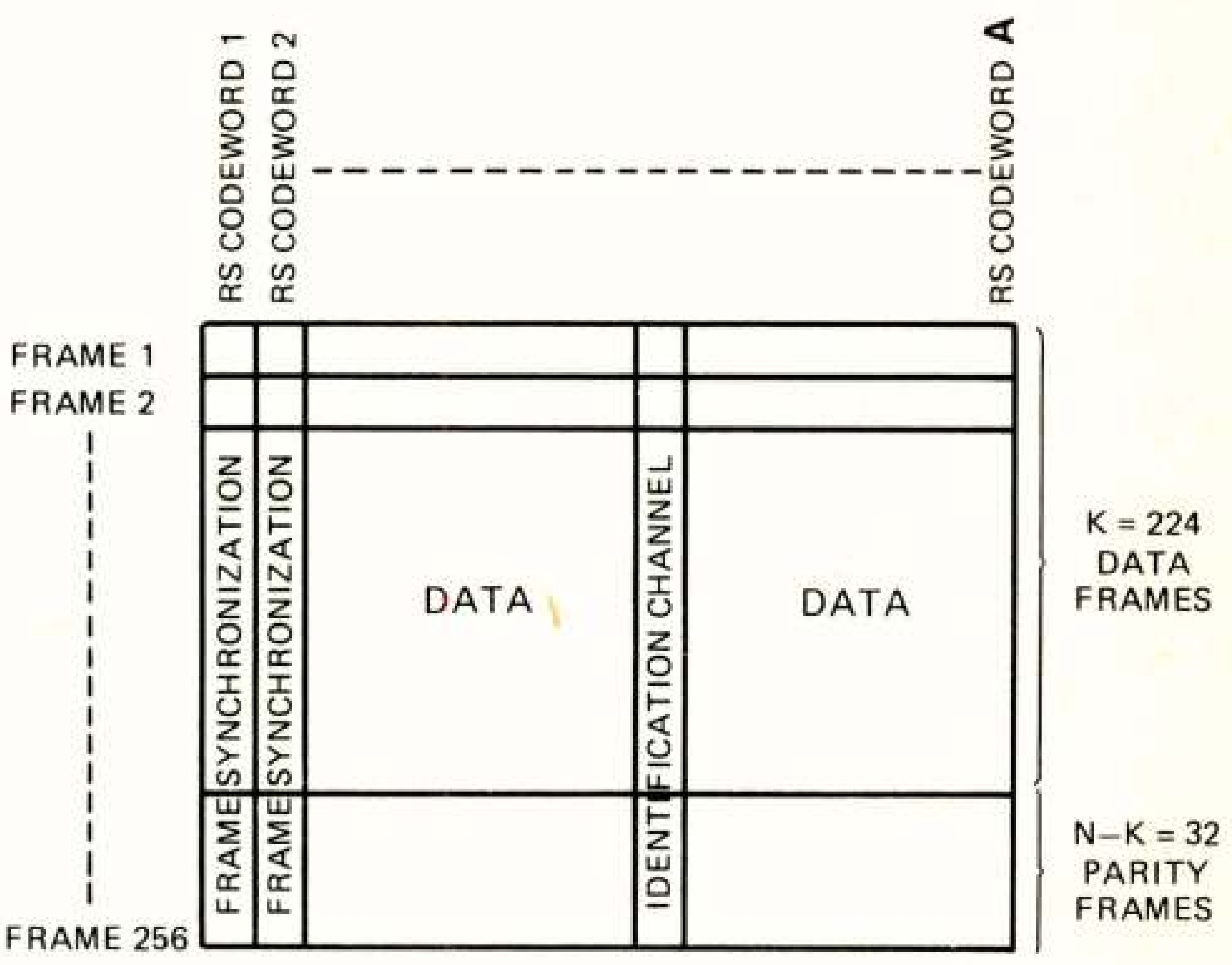


Fig. 2: Reed-Solomon encoded telemetry format

opgedeeld in "formats". Ieder format bestaat uit een vast aantal "frames". Ieder frame bestaat weer uit een vast aantal acht-bits telemetriewoorden, waaronder synchronisatie- en identificatiewoorden. (Zie figuur 2). De beschrijving in termen van acht-bits telemetriewoorden maakt het aantrekkelijk een code over GF(256) te kiezen, bijvoorbeeld een Reed-Solomon code van lengte 255 of een uitgebreide Reed-Solomon code van lengte 256. Een dergelijke lengte blijkt juist voldoende om de vereiste bitfoutenkans van 10^{-5} te kunnen garanderen.

Anderzijds kan het decodeeralgoritme efficiënter worden geïmplementeerd indien GF(257) als alfabet wordt

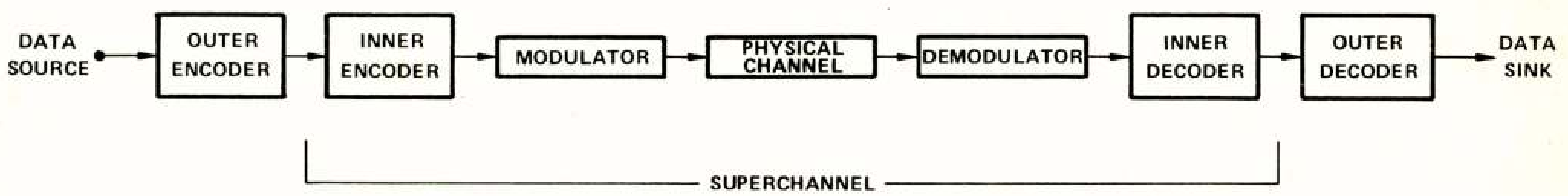


Fig. 1: Concatenation with modulation

gekozen, aangezien dan de Fermat Number Transform (analoog aan de Fast Fourier Transform met als lengte een macht van twee) ter beschikking komt. Voor de prestatie maakt dit vrijwel niets uit. Het is duidelijk dat niet alle elementen van GF(257) met verschillende telemetriewoorden kunnen corresponderen. Laat α een vast primitief element van GF(257) zijn. Dan wordt α^i gerepresenteerd door de binaire representatie van -i mod 256. Het nulelement van GF(257) wordt, evenals het eenheidselement, gerepresenteerd door 00000000. Hierbij wordt dus een "encoding error" gemaakt. Gezien zowel encoder als decoder de elementen van GF(257) intern representeren d.m.v. negen bits, treedt deze fout alleen op als een check symbool van de Reed-Solomon code toevallig het nulelement is. De kans hierop is veel kleiner dan de kans op een symboolfout van de Viterbi decoder. Het extra "coding loss" bedraagt ca. .01 dB.

De keuze van de logarithmische representatie (-i mod 256 voor α^i) heeft als voordeel dat de vermenigvuldiging goedkoop is. Voor de optelling, die nu duurder is dan de vermenigvuldiging, wordt gebruik gemaakt van de Zech-logarithme (MacWilliams 1977). Als bijkomend voordeel van de gekozen representatie kan worden genoemd dat het woord 255, 254, ...,1,0 in de code zit (het "indentification channel").

Voor diverse keuzes van de dimensie van de Reed-Solomon code werd de prestatie berekend aan de hand van gesimuleerde output van de Viterbi decoder. Op grond hiervan werd gekozen voor een dimensie van 224, waarmee de in de titel genoemde code vast lag.

Tenslotte eist ESA dat de check symbolen worden gegroepeerd in aparte check frames aan het eind van ieder format. Dit, en de noodzakelijke interleaving (zie par.3), leidde ertoe dat de codewoorden loodrecht op de frames werden gekozen en dat de interleaving depth aldus gelijk werd aan de frame-lengte.

PRESTATIE

We willen onderzoeken hoe groot de a posteriori bitfoutenkans van het concatenated coding scheme is bij een signaal-ruisverhouding van 2.3 dB. Gezien de rate van de Reed-Solomon code 7/8 (= 224/256) is, bestaat één achtste deel van de informatiebits van het inner coding scheme uit checkbits van het concatenated scheme. De Viterbi decoder "denkt" dus te werken bij 2.3 + 10 log(7/8 = 1.7 dB.

Bij deze signaal-ruisverhouding is de bitfoutenkans in de output van de Viterbi decoder ongeveer 10^{-2} (Spilker 1977). De foute bits zijn echter gegroepeerd in "error bursts". In zo'n burst is de bitfoutenkans zeer hoog (bijna .6), terwijl in de tussenliggende "guardspaces" geen fouten optreden. De gemiddelde lengte van een burst is ca. 16, maar veel grotere lengtes komen voor (ter illustratie: de kans dat een burst een lengte groter dan 200 heeft is nog in de orde van 10^{-4}).

De Reed-Solomon decoder ziet de output van de Viterbi decoder als een rij symbolen van acht bits. Uit de gegeven gemiddelde burstlengte en bitfoutenkansen volgt dat de symboolfoutenkans $2.5 * 10^{-2}$ bedraagt. In dit geval is de kans op een "decoding failure" van de Reed-Solomon decoder bij benadering $3 * 10^{-4}$, wat leidt tot een a posteriori symboolfoutenkans van $2 * 10^{-5}$ en een dito bitfoutenkans van 10^{-5}, hetgeen juist vereist werd.

Naast de mogelijkheid van een decoding failure - waarbij de decoder niet in staat is het dichtstbijzijnde codewoord te vinden, en dit ook meldt - is ook een "decoding error" mogelijk, waarbij zoveel fouten zijn gemaakt dat het gevonden dichtstbijzijnde codewoord een ander is dan het uitgezonden codewoord. De kans hierop is extreem klein ($<10^{-18}$).

In bovenstaande analyse is aangenomen dat het aantal foutieve symbolen binnen een Reed-Solomon codewoord binomiaal verdeeld is. Indien als codewoorden rijen opeenvolgende symbolen worden gekozen, dan is aan deze voorwaarde stellig niet voldaan, aangezien de fouten in bursts optreden. Daarom worden als codewoorden rijen symbolen gekozen die gespreid in de tijd liggen, zeg op een onderlinge afstand van A symbolen. Dit is een vorm van symbool-interleaving met diepte A. Het blijkt dat de keuze A=32 voldoende is.

CODEERALGORITMEN

Volgens de aan het eind van par. 2 genoemde ESA standaard moet de code systematisch zijn, d.w.z. een codewoord moet bestaan uit een rij informatiesymbolen gevolgd door een rij checksymbolen. We noteren het codewoord met $(c_i)_{i=0}^{255}$, waarin $c_0, c_1, \ldots, c_{31}$ de checksymbolen en $c_{32}, c_{33}, \ldots, c_{255}$ de informatiesymbolen zijn. Verder is

$$C(x) = \sum_{i=0}^{255} c_i x^i \;, \quad I(x) = \sum_{i=32}^{255} c_i x^i \;, \quad P(x) = \sum_{i=0}^{31} c_i x^i .$$

De symbolen worden verzonden in de volgorde $c_{255}, c_{254}, \ldots, c_0$.

Bij het coderen van de Reed-Solomon code staan twee methoden ter beschikking: de Staartdeling en de Fermat Transformatie.

In de eerste aanpak wordt gebruik gemaakt van het feit dat het polynoom C(x) een veelvoud is van het generatorpolynoom $g(x) = \Pi_{i=1}^{32}(x-\alpha^i)$, waarin α het eerder genoemde primitieve element van GF(257) is. De checksymbolen volgen uit

$$P(x) = - I(x) \bmod g(x) \;,$$

hetgeen neerkomt op de alom bekende deling met rest.

In de tweede aanpak wordt gebruik gemaakt van het feit dat $C(\alpha) = C(\alpha^2) = \ldots = C(\alpha^{32}) = 0$. Dus $P(x)$ interpoleert $-I(x)$ voor $x\varepsilon\{\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^{32}\}$. De berekening van $I(\alpha)$, $I(\alpha^2),\ldots,I(\alpha^{32})$ gaat het snelste met de Fermat Number Transform (FNT). Dit is een efficiënte methode om $\sum_{i=0}^{255} c_i\alpha^{ij}$ uit te rekenen voor alle $j\varepsilon\{0,1,\ldots,255\}$. Het overblijvende interpolatieprobleem is redelijk gecompliceerd.

De laatste stap kan echter vereenvoudigd worden. Niemand verbiedt de checksymbolen $c_0,c_8,\ldots,c_{248}$ te noemen. Dat is zuiver een kwestie van naamgeving, want de checksymbolen kunnen nog altijd als laatste verzonden worden. (De code is alleen niet meer cyclisch). We herdefiniëren I en P nu door

$$I(x) = \sum_{\substack{i=0\\ 8|i}}^{255} c_i x^i \;,\; P(x) = \sum_{\substack{i=0\\ 8 | i}}^{255} c_i x^i \;.$$

Nu interpoleert $P(x)$ weer $-I(x)$ in $x\varepsilon\{\alpha,\alpha^2,\ldots,\alpha^{32}\}$, dus

$$\sum_{i=0}^{31} c_{8i}\, \alpha^{8ij} = -I(\alpha^j) \text{ voor } j\varepsilon\{1,2,\ldots,32\} \;.$$

Dit is een eenvoudig interpolatieprobleem in de 32ste eenheidswortels, dat opgelost wordt met een inverse FNT.

De eerste methode (de staartdeling) heeft als nadeel dat bijna vijf keer zoveel rekenkundige bewerkingen moeten worden uitgevoerd als in de tweede methode (de FNT). Daartegenover staat dat in de tweede methode tenminste acht keer zoveel bufferruimte nodig is (1 format versus 1/8 format), en dat een navenant grotere vertraging optreedt. Zeker voor de GIOTTO-missie is dit laatste aspect doorslaggevend.

DECODEERALGORITMEN

Stel dat een codewoord $(c_i)_{i=0}^{255}$ is verzonden en dat $(d_i)_{i=0}^{255}$ wordt ontvangen, waarbij $(e_i)_{i=0}^{255}$ met $e_i = d_i - c_i$ het foutenpatroon is.

Zij

$$C(x) = \sum_{i=0}^{255} c_i x^i \;,\; D(x) = \sum_{i=0}^{255} d_i x^i \;,\; E(x) = \sum_{i=0}^{255} e_i x^i.$$

De algoritme van Berlekamp voor het decoderen van BCH codes bestaat uit vier stappen, die achtereenvolgens bekeken zullen worden. We veronderstellen dat de lezer vertrouwd is met de globale werking van de algoritme. Zie anders (Berlekamp 1968), (Best 1980), of(MacWilliams 1977). We gaan hier uitsluitend in op de uitwerking voor de gekozen Reed-Solomon code.

a. <u>Berekening van het syndroom</u>:

$S_j = E(\alpha^j) = D(\alpha^j)$ voor $j\varepsilon\{1,2,\ldots,32\}$. "Klassiek" gaat dit het snelste door eerst D te reduceren modulo g: $S^* = D \text{ mod } g$. Uit $g(\alpha^j) = 0$ voor $j\varepsilon\{1,2,\ldots,32\}$ volgt dat $S^*(\alpha^j) = D(\alpha^j)$. De waarden van S^* in α, $\alpha^2,\ldots,\alpha^{32}$ worden berekend door substitutie. De berekening gaat echter vijf keer zo snel met behulp van de FNT techniek, aangezien $S_j = \Sigma_{i=0}^{255} d_i\alpha^{ij}$. De grotere geheugenruimte en de vertraging vormen bij het decoderen geen probleem.

b. <u>Oplossing van de "key equation"</u>

Vervolgens moeten polynomen ω (het "error evaluator polynomial") en σ (het "error locator polynomial") bepaald worden zodat voldaan is aan de "key equation":

$$\omega(z) \equiv \sigma(z)\, \bar{S}(z) \pmod{z^{32}}.$$

Hierin is $\bar{S}(z) = \sum_{j=1}^{32} S_j\, z^{j-1}$ en zijn ω en σ polynomen van de graad kleiner dan, resp. kleiner dan of gelijk aan, 16. In feite is ω/σ de (15,16) Padé approximant (ofwel kettingbreukbenadering) van $\bar{S}$. Bij de uitwerking werd gekozen voor een variant van de in (Sugiyama 1975) beschreven uitgebreide algoritme van Euclides. Hiervoor blijken beduidend minder rekenkundige bewerkingen nodig te zijn dan voor het Berlekamp-Massey-Burton algoritme (Sugiyama, 1975), maar dit vermijdt delingen (die in de gekozen opzet toch goedkoop zijn).

c. <u>Bepaling van het foutenpatroon</u>

De nulpunten van σ geven de plaatsen van de fouten in het codewoord aan. Het is gebruikelijk daartoe $\sigma(\alpha^{-i})$ uit te rekenen voor alle $i\varepsilon\{0,1,\ldots,255\}$ (Chien-search). Dit kan ôfwel rechtstreeks, dânwel m.b.v. FNT. De aantallen rekenkundige bewerkingen ontlopen elkaar gemiddeld niet veel. Gekozen is voor FNT, omdat deze toch al gebruikt wordt bij de berekening van het syndroom.

Als $\sigma(\alpha^{-i}) = 0$, dan is i de plaats van een fout en is de waarde van de fout gelijk aan $-\omega(\alpha^{-i})/\sigma'(\alpha^{-i})$, waarbij σ' de formele afgeleide is van σ. De berekening van deze waarde gaat recht-toe-recht-aan (Hornerschema).

Een alternatieve methode voor de bepaling van het foutenpatroon is beschreven in (Michelson 1975). Hierbij wordt $S_j = E(\alpha^j)$ berekend voor alle $j\varepsilon\{0,1,\ldots,255\}$. Voor $j\varepsilon\{1,2,\ldots,32\}$ is S_j bekend, en voor de andere waarden van j volgt S_j uit de recurrentie

$$\sum_{i=0}^{e} \sigma_i S_{j-i} = 0.$$

Uit de rij $(S_j)_{j=0}^{255}$ volgt de rij $(e_i)_{i=0}^{255}$ door een inverse FNT.

In feite spaart het alternatief de Chien-search uit ten koste van een (inverse) FNT, die net even duur is. Het bijkomende werk (de recurrentie) is echter vele malen duurder dan de bepaling van de waarden van de fouten zoals in de eerstgenoemde methode.

d. <u>Reconstructie van de verzonden boodschap</u>

Dit gebeurt door het foutenpatroon af te trekken van het ontvangen woord en vervolgens de checksymbolen weg te gooien.

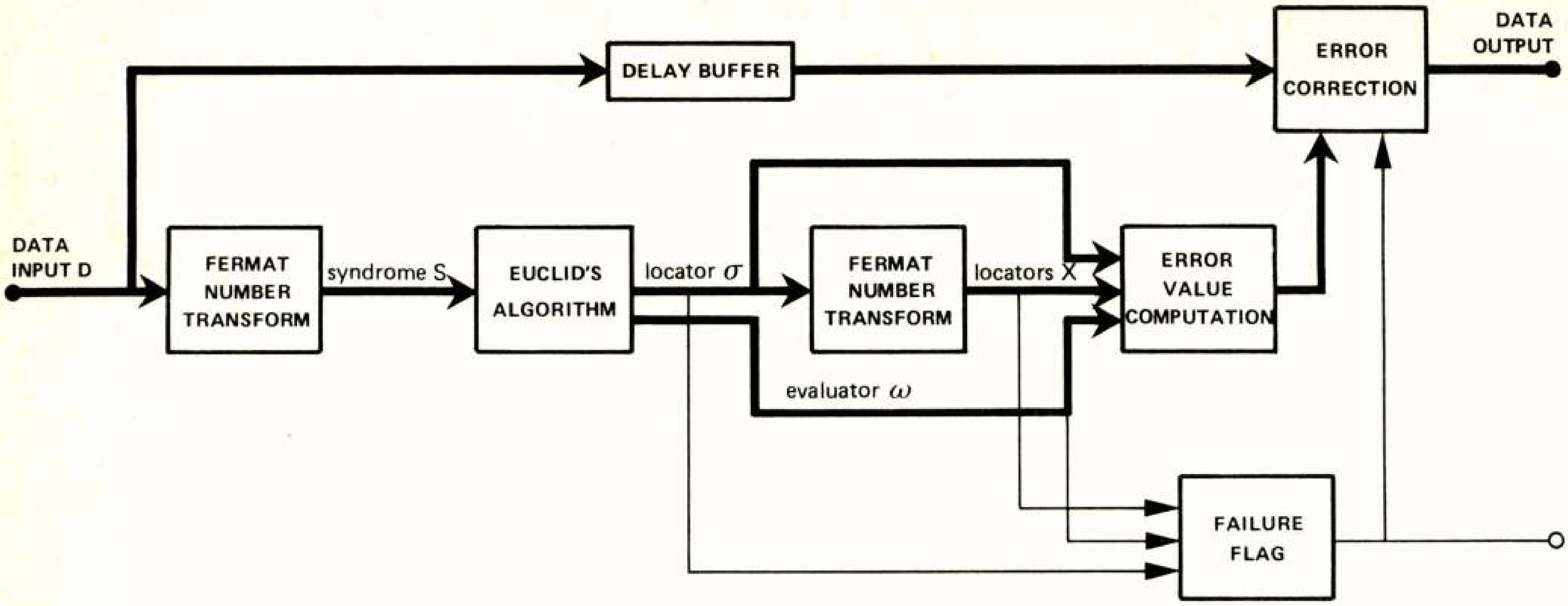


Fig. 3: Block diagram decoder for (256, 224) Reed-Solomon code over GF (257)

Resumerend werkt het gekozen decodeeralgoritme als volgt:

a. bereken het syndroom m.b.v. FNT;
b. los de key equation op m.b.v. de uitgebreide algoritme van Euclides;
c. bepaal het foutenpatroon m.b.v. FNT en Horner;
d. trek het foutenpatroon af van het ontvangen woord en gooi de checksymbolen weg.

De algoritme is schematisch weergegeven in figuur 3.

ERRORS-AND-ERASURES DECODING

Bij het woord-voor-woord decoderen van de Reed-Solomon code gaat een deel van de informatie die verborgen zit in het "bursty" karakter van de fouten van de Viterbi decoder, verloren. Als in een codewoord een fout wordt gedetecteerd, dan zal het betreffende foutieve symbool deel uitmaken van een burst, die zich vermoedelijk over verscheidene codewoorden uitstrekt. Het overeenkomstige symbool in een volgend codewoord heeft dus een grote kans om eveneens fout te zijn. Dit symbool kan daarom in het decodeerproces beter als een "erasure" worden behandeld.

Bij een signaal-ruis verhouding van 2.1 dB (i.p.v. 2.3 dB in par. 3) blijkt de kans dat een dergelijke erasure inderdaad fout is bijna .7. Berekeningen tonen aan dat - ondanks een symboolfoutenkans van .034 aan de output van de Viterbi decoder - de bitfoutenkans na errors-and-erasures decoding van de Reed-Solomon code teruggebracht kan worden tot onder de 10^{-5}. Dit betekent dus een extra "coding gain" van .2 dB.

REFERENTIES

1. R.C. Agarwal & C. Sidney Burrus, "Number Theoretic Transforms to implement fast digital convolutions", Proc. IEEE, Vol. 63, pp. 550-560, 1975.
2. E.R. Berlekamp, Algebraic Coding Theory, New York: McGraw Hill, 1968.
3. M.R. Best & H.F.A. Roefs, "Technical Assistance Telemetry Channel Coding Investigation. Phase I Report: Theoretical Study and Trade-off of Outer Coding Schemes", NLR TR 80072 L, Amsterdam, 1980.
4. M.R. Best & H.F.A. Roefs, "Technical Assistance Telemetry Channel Coding Investigation. Phase II Report: The Reed-Solomon Outer Coding Scheme", NLR TR 81025 L, Amsterdam, 1981.
5. F.J. MacWilliams & N.J.A. Sloane, The Theory of Error-Correcting Codes, Amsterdam: North Holland Publishing Company, 1977.
6. A. Michelson, "A new decoder for the Reed-Solomon code using a fast transform technique", Systems Engineering Technical Memorandum no. 52, Electronic Systems Group Eastern Division, GTE Sylvania, Needham Heights, Massachusetts, 1975.
7. H.F.A. Roefs, "Concatenated Coding; An Investigation for the European Space Agency", Symposium over Informatietheorie in de Benelux, Zoetermeer, 1980.
8. J.J. Spilker, Jr., Digital Communications by Satellite, Englewood Cliffs; Prentice Hall, 1977.
9. Y. Sugiyama, M. Kasahara, S. Hirasawa & T. Namekawa, "A method for solving key equation for decoding Goppa codes", Information and Control, Vol. 27, pp. 87-99, 1975.

Voordracht gehouden op 12 november 1981 in het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium te Markenesse, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 301), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE

Dit artikel werd eerder opgesteld voor presentatie op het Tweede Symposium over Informatietheorie in de Benelux, Zoetermeer, 21-22 mei 1981.

ON-LINE PROCESSING OF HIGH RESOLUTION IMAGERY FROM METEOROLOGICAL SATELLITES *)

Ir. H.A. van Ingen Schenau
National Aerospace Laboratory NLR, The Netherlands

Abstract

An image processing system is described which produces in real-time the high resolution HRPT imagery received from the TIROS-N/NOAA satellites. The digital image processing is performed by a programmable Pipeline Processor under control of a P857 computer. The processing modules of the Pipeline Processor are dynamically loaded with transfer function data e.g. to calibrate the infrared data, to carry out the panoramic correction and to add the geographic grid and map accurately. The computer is part of an interactive system to input the processing parameters and the orbital data in an user-oriented way. The control of the station operation during satellite passes, including the (pre)processing, is done automatically following a preprogrammed sequence.

INTRODUCTION

The operational use of high resolution HRPT imagery at Meteorological Services has become possible by the implementation of pipelined image processing. The processing system will be part of a groundstation which receives real-time data directly from the TIROS-N/NOAA satellites. The image received during a satellite pass shows an area of 3000 km (2048 raw pixels) by 5000 km with a resolution of 1.1 km. The 5 spectral channels of the onboard sensor range from visible light to infrared.

The groundstation for the reception and processing of the TIROS-N/NOAA weather images is developed at the request of the Royal Netherlands Meteorological Institute KNMI. The firm Hollandse Signaalapparaten has the responsibility for the project. The National Aerospace Laboratory NLR is responsible for the design and development of the image processing system and the automatic control of the groundstation.

The real-time user requirements are 1) process the images in real-time (and fast playback) with full resolution and, 2) record the processed images automatically with good photographic quality.

For the data processing a software controlled Pipeline Processor was developed which carries out the digital image processing in real-time under the control of a computer.

This paper describes the system configuration of the groundstation and, in particular, the design of the Pipeline Processor.

TELEVISION AND INFRARED OBSERVATION SATELLITES

The TIROS-N/NOAA-A to G satellites have a near-polar orbit and an average altitude of 850 km. The orbital period is 102 minutes. A groundstation acquires at least two daytime and two nighttime passes from each satellite.

The satellites have onboard the Advanced Very High Resolution Radiometer (AVHRR). The scanning radiometer AVHRR provides the data in the HRPT transmission format.

The AVHRR scanner

The AVHRR of the NOAA-6 satellite is a multispectral scanner which is sensitive in four spectral regions. A fifth channel in the 12 micrometer region will be added on later NOAA satellites. The multispectral images are used to discern clouds and cloud distribution, coast lines, snow and ice extent, and the temperature of the radiating surface. A survey of channel characteristics and the primary use is given by W.J. Hussey (Ref. 1) and listed in the following table

*) Paper presented at the 25th International Technical Symposium of the Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers SPIE: Design of Digital Image Processing Systems, San Diego, August 24-28, 1981.

TABLE 1

AVRR channel characteristics

Channel	Resolution (IFOV)	Pixel range	Wavelength	Primary Use
1	1.3 mrad or 1.1 km	10 bits	0.55 - 0.90 µm	Daytime Cloud and Surface Mapping
2	at nadir		0.725 - 1.10 µm	Surface Water Delineation
3			3.55 - 3.93 µm	Sea Surface Temperature, Nighttime Cloud Mapping
4	for all channels	for all channels	10.5 - 11.5 µm	Sea Surface Temperature, Day/Night Cloud Mapping
5			11.5 - 12.5 µm	Sea Surface Temperature

The channels 1 and 2 in the visible and near infrared region have a 3:1 signal-to-noise ratio at 0.5 % albedo. The albedo varies in the range of approximately 15 % to 70 %. The infrared channels 3, 4 and 5 have a noise equivalent temperature NEdT of 0.12 degrees at 300 degrees K.

Data format

The HRPT dataformat as transmitted from the satellite, illustrated in figure 1, consists of frames of 11090 words, with 10 bits per word. The line scan rate is 360 lines per minute.

SYNC	HEADER	TIP	SPARE	AVHRR VIDEO DATA	SYNC
6 W	97 W	520 W	127 W	5 * 2048 words or pixels	100 W

Figure 1: TIROS-N/NOAA HRPT minor frame format

The header data contain the internal target data and space data necessary for IR calibration. The AVHRR video data contain 5 times 2048 pixel data. The video data correspond to a cross-track scan of ± 55.4 degrees from the nadir; the swath width is about 3000 km. Information about the spacecraft, the orbit and the sensors can be found in reference 2, 3 and 4.

SYSTEM CONFIGURATION

Description

The system configuration of the TIROS-N groundstation is given in figure 2. The frontend with a 4 meter antenna dish, a receiver and tracking mechanism is indicated. The configuration shows the processing and control subsystems.

The image data received during a satellite pass, or reproduced from a high density tape recorder, are

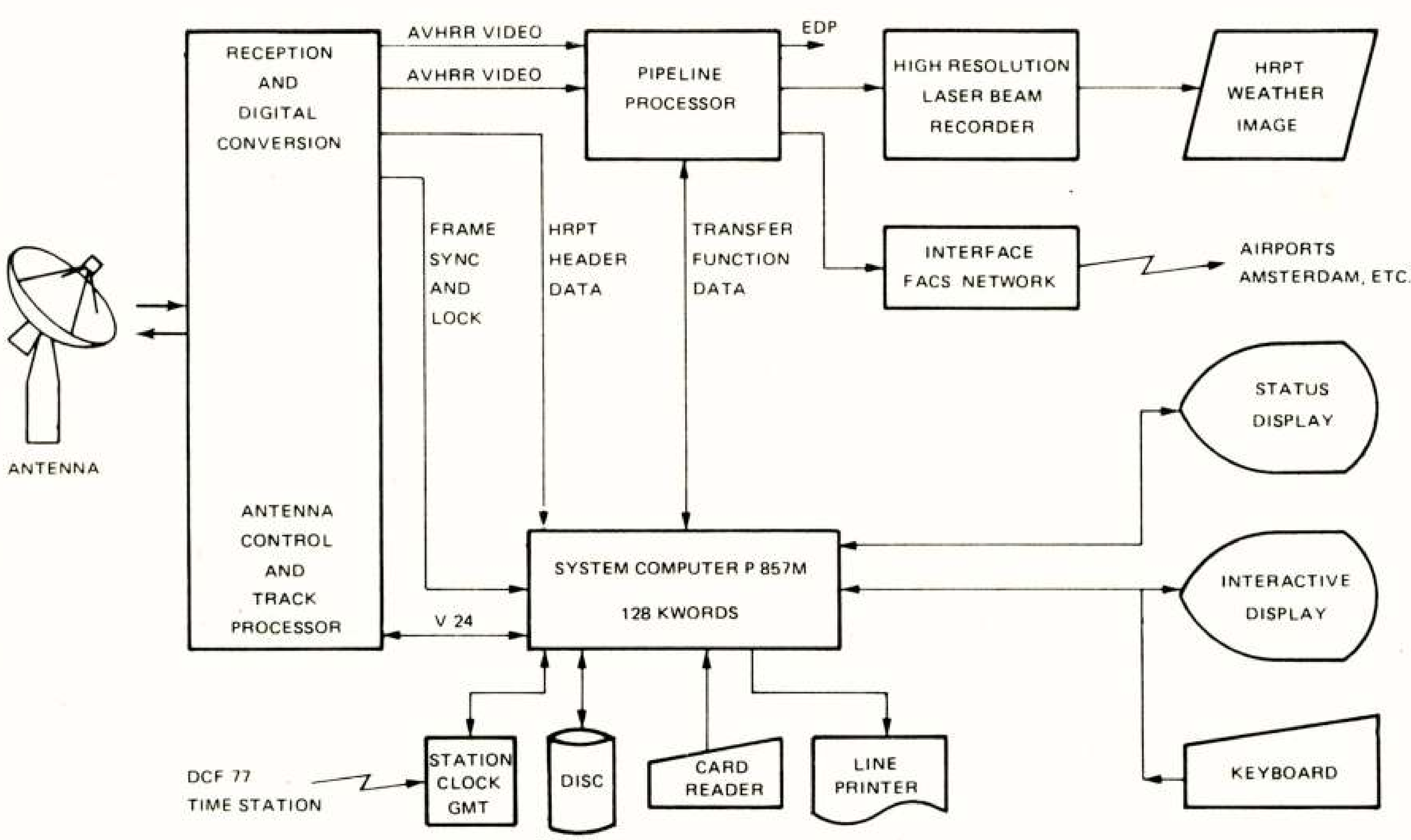


Figure 2: System computer configuration

processed by the Pipeline Processor. The Pipeline Processor will be programmed on a one-image-line basis by means of the Transfer Function data. These data are generated by the Philips P857M computer.
The troughput of the pipelined image processing is 24 K pixels per second which meets the real-time and fast playback requirements. The troughput is, however, beyond reach of a general purpose computer. The processing functions are under software control so that the flexibility remains.

The output of the Pipeline Processor is connected to the high resolution Laser Beam Recorder and to the facsimile network to transmit the weather images to the Meteo Services at airports. Figure 7 shows a NOAA-6 image in the visible band of the Atlantic Ocean on October 2, 1981. The Laser Beam Recorder, currently in production will produce high quality weather images. The recording medium is dry silver paper. The automatic photo processor is based on dry processing. The black/white image will have the full spatial resolution of the HRPT data which is 12 lines per millimeter.

System Control

The system control to operate the entire groundstation in the automatic mode is a main task of the System Computer. The Control and Operation software consist of the following software assemblies:

1. Interactive software: The operator can input the processing parameters or the orbit data via a menu in VDU-page format. Fourteen Pass Menu's and twenty-eight Playback Menu's can be prepared for immediate use. An example of a Pass Menu is given in Figure 3. The Status Display gives the mode of operation at any time, together with the next satellite pass.

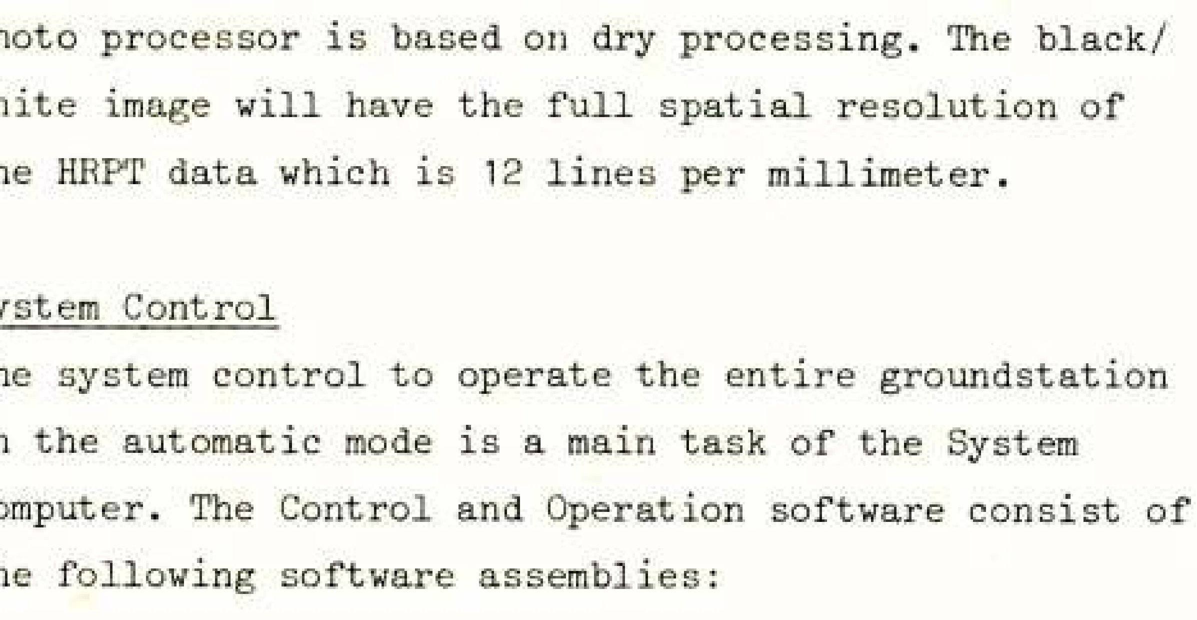


Figure 3: Example of a Pass Menu

2. Grid and Map software: The data of the geographical grid, the coastline contour and the markers of weather ships and airports are converted to a scan-line-oriented structure. This method is described in reference 5. The geographical data are prepared prepass and retrieved from disc in real-time to produce an electronic overlay on the weather image.
3. Real-time software: The software control of the Pipeline Processor is determined by the initialisation task, the processing during a satellite pass (or playback) and the generation of grey wedges and annotation. The HRPT header data are processed to carry out the on-line IR sensor calibration at 5 seconds intervals. The satellite time code is logged for playback purposes.
4. Pass Prediction software: The next 14 satellite passes of 2 TIROS-N/NOAA satellites are predicted from the orbital data daily available in the TBUS messages.
5. Track processor interface software: The initialisation of the front-end is carried out by a command string transmitted to the Track Processor.
6. Control software: The task of Control is to supervise the sequence of activities required during the operational modes, e.g. the automatic pass control of the Pass Mode.

PIPELINE PROCESSOR

The design of the processing system for the real-time production of weather images is based on a programmable Pipeline Processor under control of the System Computer. The processor contains function modules which can be dynamically loaded with Transfer Function data on a one-image-line sequence. The programmable modules are built using memory techniques. The Pipeline Processor has the required throughput of (double speed) 12 AVHRR lines per second, i.e. 24 K pixels per second. This is made possible by the concurrent execution of the pipelined operations. The blockdiagram of the processor is given in figure 4.

Inputs

The inputs of the Pipeline Processor are: 1) the Transfer Function data which are indicated on the left microprocessor µP1 bus of figure 4, and 2) the AVHRR scanline data generated by the Decommutator. The 2048 (raw) pixel data are transferred to the microprocessor µP2 via the calibration table which converts the original 10-bits to 8-bits data.

The microprocessors have a built-in test (BIT) facility to simulate the input data. The operator can select a test pattern and a processing sequence.

Pipeline operations

The module of the Pipeline Processor carries out the operations defined by the processing parameters as given in the Pass Menu (see also figure 3).

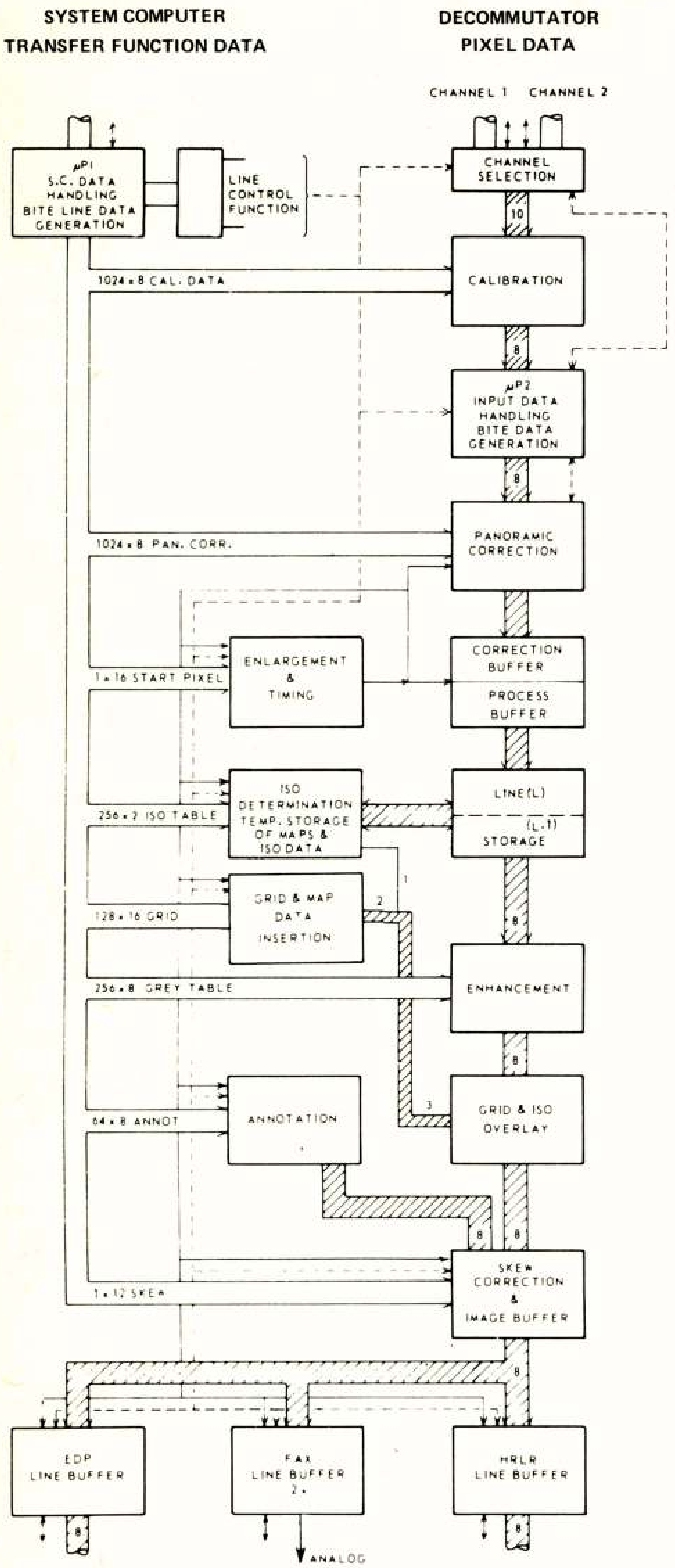


Figure 4: Block diagram Pipeline Processor

A summary of the real-time operations

1. Infrared calibration and Albedo correction:
   The calibration functions to be applied on the infrared channels 3, 4 and 5 are calculated by the System Computer at 5 seconds intervals. The program converts the measured counts to the radiance values. The 2 calibration points used are the space data and the internal target data. The next conversion is from the radiance to temperature value which is characteristic for each channel as shown in figure 5. The correction of the counts of the visible and near-infrared channels 1 and 2 results in a percentage of the Earth albedo.
   The calibration module of the Pipeline Processor is loaded with the calibration or correction table. The module acts as a look-up table which converts the 10-bits to 8-bits temperature values or albedo percentages.

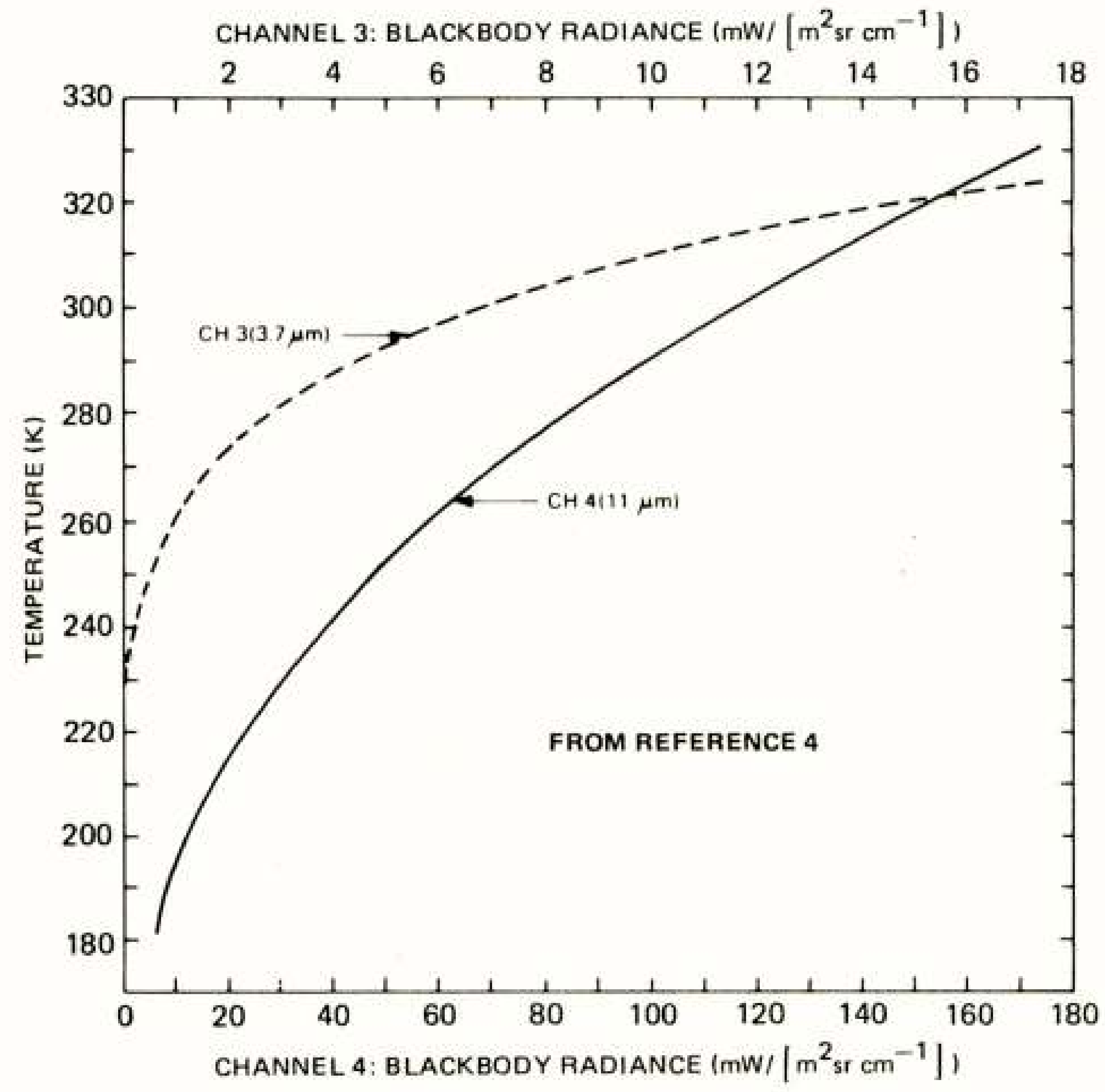


Figure 5: Look-up table relating blackbody radiance to temperature

2. Panoramic correction:
   The panoramic distortion along the scanline is caused by the time-invariant sampling and the Earth's curvature. The pixel size in cross-track direction changes from 0.8 km at nadir towards 4.5 km at the edge. A compression of the image at the edges will result. A panoramic correction is applied which transforms the 2048 pixels into a new data set of circa 3750 pixels. The stretching is done by an 8-points linear interpolation as depicted in figure 6. The new pixel size 0.8 km is constant, however, the scale changes with the satellite height.
3. Enlargement:
   The enlargement factors are 1, 2 and 4. An enlarged image can be specified by a sector in the cross-track direction and, for the playback mode, by a latitude in the flight direction. In case of side-by-side recording a 0.5 reduction will be applied on the 2 AVHRR channels.

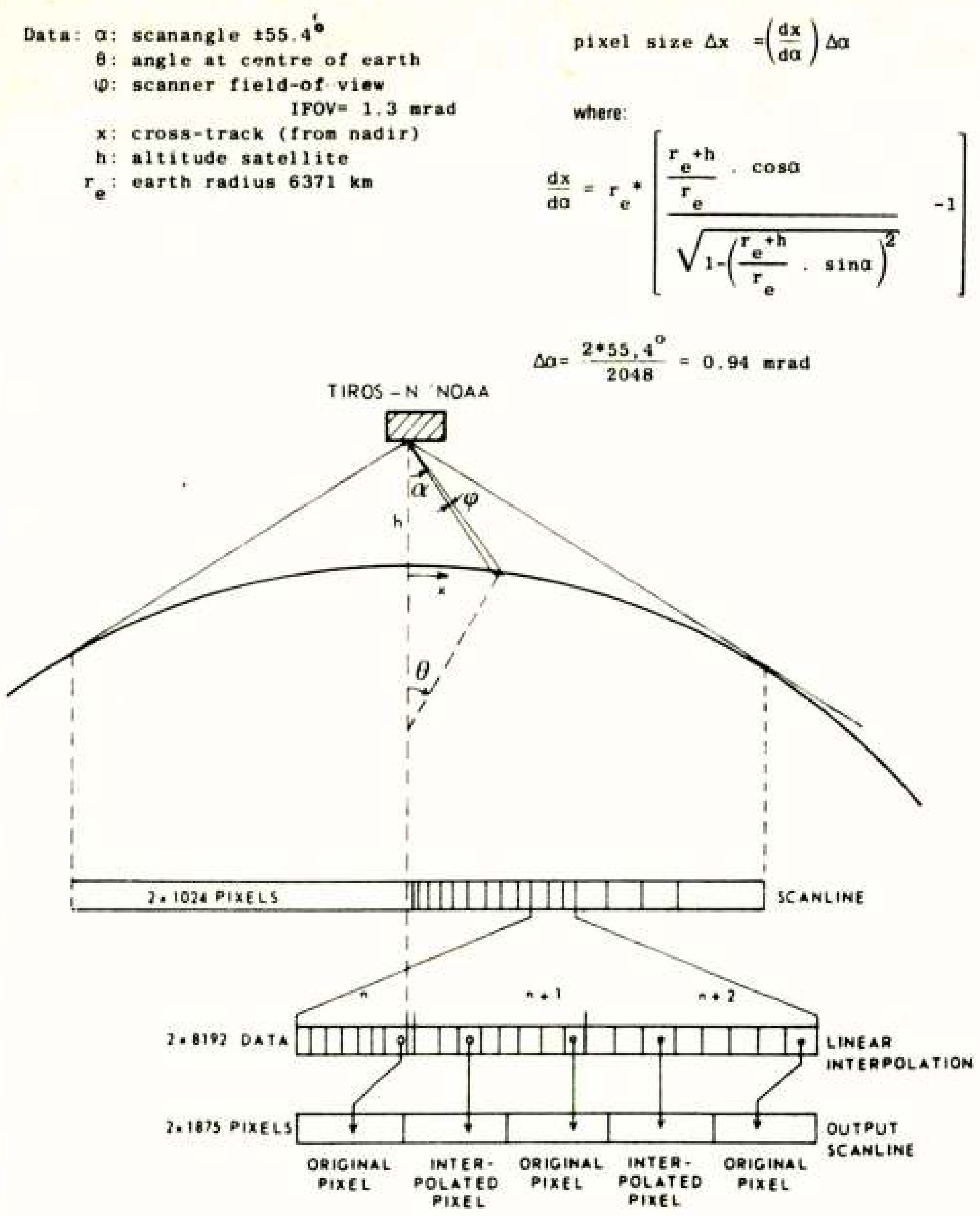


Figure 6: Panoramic correction

4. Isoline detection:
Up to 8 temperature values (within the ± 70 degrees range) can be loaded to define the isothermal thresholds. At first, a comparison is made between 2 successive pixels and the threshold levels. Secondly, the values of the current pixel and the equally numbered pixel of the previous scanline are compared with the threshold levels. A decision logic assigns the "isoline" pixels.
5. Enhancement:
The data values of the pixels are converted into grey tones which can be recorded using the full density range of the Laser Beam Recorder. The enhancement is done by means of a look-up table. Sixteen tables can be programmed for use.
6. Overlay of Grid, Map and Markers:
The overlay of the geographic data is an electronic overlay and inserted in the image on-line. The limitation of visible errors originated from the positioning of coastlines and data requires a high accuracy of the calculations.
7. Annotation:
The weather image will be provided with grey wedges and the annotation data: the satellite identification, the orbit number, the processing parameters and the date and GMT time.

CONCLUSION

For the real-time processing of TIROS-N/NOAA weather satellite data a high throughput requirement for the dataprocessing must be met. By means of the software controlled Pipeline Processor the requirements of the Meteorological Services are fulfilled by maintaining the flexibility of the image processing. Via an interactive process the calibration data and other processing data are generated and inserted in the Pipeline Processor in which they determine the required functions.

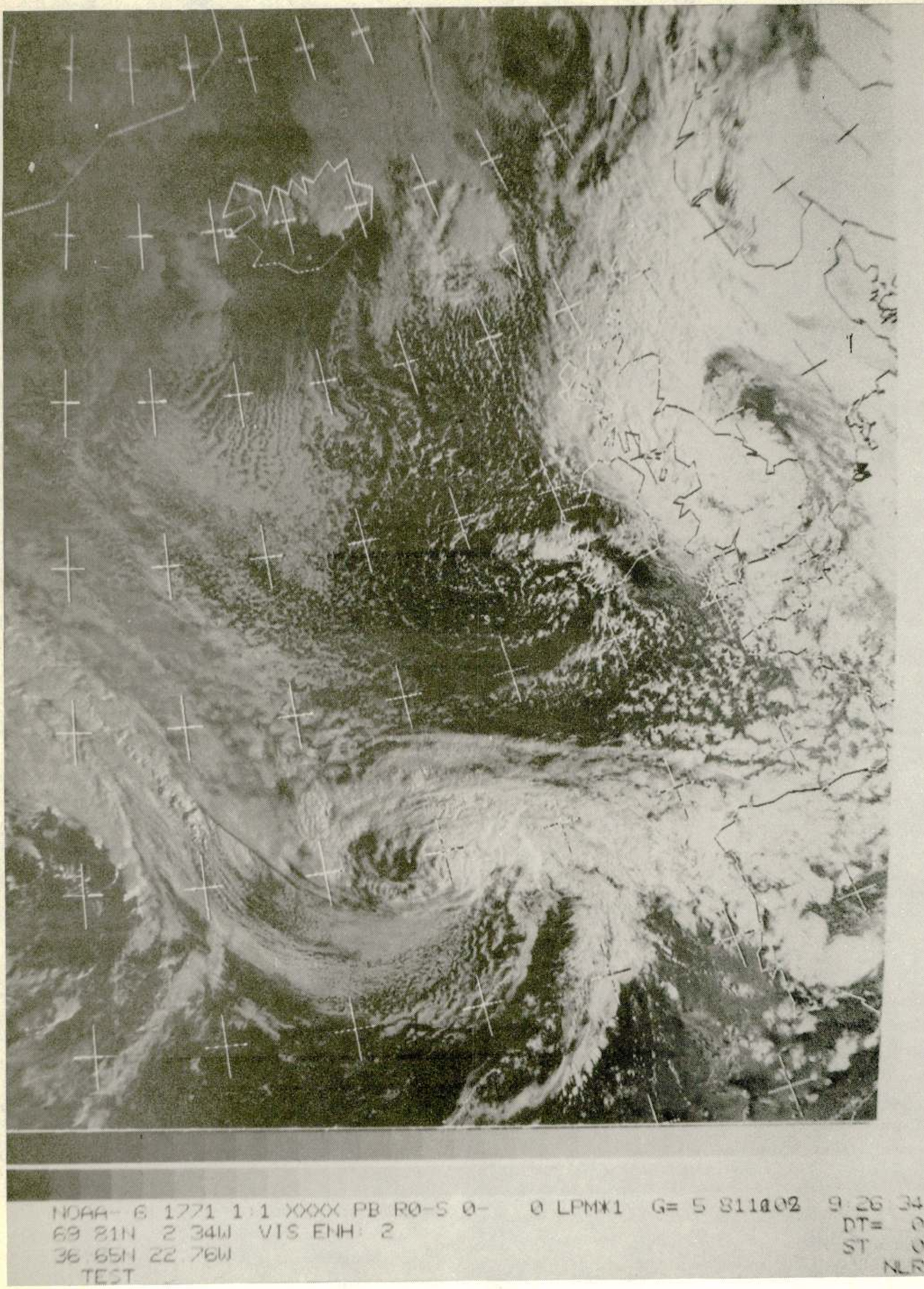
REFERENCES

1. Hussey, W.J., "The TIROS-N/NOAA Satellite System", presented at the NOAA-A Scientific Colloquium, May 1979.
2. Schwalb, A., "The TIROS-N/NOAA A-G Satellite Series", NOAA Technical Memorandum NESS 95, March 1978.
3. Lauritson, L., Nelson, G.J. and Porto, F.W., "Data Extraction and Calibration of TIROS/N-NOAA Radiometers", NOAA Technical Memorandum NESS 107, November 1979.
4. Weinreb, M.P. and Hill, M.L., "Calculation of Atmospheric Radiances and Brightness Temperatures in Infrared Window Channels of Satellite Radiometers", NOAA Technical Report NESS 80, March 1980.
5. Tsolakidis, C.G., "A Line-Scan Method for Meteorological-Satellite Image Gridding", ESA Journal, Volume 3, Nr. 4, 1979.

ABBREVIATIONS

AVHRR : Advanced Very High Resolution Radiometer
BIT : Built-in test
DCF : Call sign DCF 77 Time Station
EDP : External Data Processor
FACS : Facsimile
GMT : Greenwich Mean Time
HRPT : High Resolution Picture Transmission
IFOV : Instantaneous Field of View
IR : Infrared
VIS : Visible
NEdT : Noise Equivalent Temperature
NOAA : National Oceanic and Atmospheric Administration
TIROS : Television and InfraRed Observation Satellites

Voordracht gehouden op 12 november 1981 in het Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium te Markenesse, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 301), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE


NOAA- 6 1771 1 1 XXXX PB R0-S 0- 0 LPM*1 G= 5 811002 9 26 34
69 81N 2 34W VIS ENH 2
36 65N 22 76W
TEST
DT= 0
ST 0
NLR

Werkvergaderingen najaar 1982

Tijdens de programmabespreking op 7 mei 1982 tussen IEEE, KIVI en NERG is de volgende planning van werkvergaderingen vastgelegd.

1 september	Office communication (deel 1). Organisatie KIVI. Men stelt zich ten doel een aantal vergaderingen te wijden aan dit onderwerp.
Begin oktober	Computer Aided Circuit and System Design te verzorgen door het NERG. Bij dit onderwerp zal het vooral gaan om hulpmiddelen voor het klein- en middenbedrijf bij het elektronisch ontwerpen. Plaats Nat.Lab. Philips. Maximaal 100 deelnemers.
Eind oktober	Electromagnetic compatibility. Organisatie: NERG. Tijdens deze vergadering zal de Veder-prijs 1981 worden uitgereikt.
november	Beeld- en tekstsystemen. Organisatie: KIVI. Deel 2 van de cyclus Office Communication.
december	Microprocessor ontwikkelsystemen. Organisatie: IEEE.

Inlichtingen ir. J. Neessen 070-755591
's avonds 03480-14539

Conferentieaankondigingen

th International Conference on noise in physical ystems; 17-20 mei 1983 Montpellier (France) Call for apers 15 januari 1983; Contactadres: Prof.M.Savelli, niversité de Sciences et Technique du Languedoc, entre d'Etudes d'Electronique des Solides, Place ugène Bataillon 34060 Montpellier Cedex (France); l. (67) 54.71.84

to 82; Deuseiemes journees professionelles opto-ectronique, 16-18 november 1982 in Parijs, Contact-es: Masson/ESI publications - 12 rue de Seine - 75006 Paris - tel. (33-1) 325.5358

ndfunk - Sarellitensysteme; 19-21 oktober 1982 aarbrucken; contactadres: VDE-Bezirk Saar e.V., zu l. Herrn W.Laval, Trierer Strasse 4, 6600 Saarbrucken

rrundfunk; 23-25 november 1982, Mannheim 1982; ntactadres: VDE, Bezirk Kurpfalz e.V.; S 1,5; 6800 nnheim

croelektronik in der Stromrichtertechnik und bei ektrischen Antrieben; 12-14 oktober 1982 Darmstadt. ntactadres: VDE Zentralstelle Tagungen Stresemann-lee 15; 6000 Frankfurt am Main 70.

OC 1982; European conference on optical communica-on; 21-24 september 1982, Cannes, France; Contact-res Secrétariat Général ECOC 1982, 11 rue Hamelin 75783 Paris Cedex 16; France

Vierde Europees Congres over Hybride Microelektronica; 18-20 mei 1983 te Kopenhagen; Call for papers 7-1-1983 Contactadres: Prof. R.Govaert , Kardinaal Mercierlaan. 94, B-3030 Heverlee, België Tel. 016-22.09.31

Fourth International Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communication (IOOOC'83); June 27-30 1983; in Tokio, Japan. Contactadres: IOOOC '83, Sigenobu Tanaka, Research and Development Division, The Fujikura Cable Works, Ltd. 1-5-1, Kiba, Kotu-Ku, Tokyo, 135 Japan.
Nerg is sponsor.

"INFOS 83", 11-13 april 1983 in Eindhoven. Internatio-nal Conference Insulating Films on Semiconductors. Contactadres: Prof. J.F.Verwey, Philips Natuurkundig Laboratorium WAG V, Box 54; 5600MD Eindhoven.
NERG is sponsor.

"Groszintegration"; 7-9 maart 1983; Baden-Baden; Technologie, Schaltungstechnik, Systeme, Anwendungen. Call for papers, 1 november 1982; Contactadres: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 15 6000 Frankfurt 70.

ECCTD '83; Sixth European Conference on Circuit Theory and Design; 5-9 september 1983 in Stuttgart. Call for papers 1 februari 1983. Contact adres: ECCTD '83 Conference Secretariat Institut für Netzwerk - und Systemtheorie, Universität Stuttgart, Seidenstrasse 36, 7000 Stuttgart; F.R. Germany. Tel. (07111)2073 2573.

EUSIPCO 83; Second European Signal Processing Conference; 12-16 september 1983 in University of Erlangen-Nürnberg; Call for papers 15 december 1982; Contactadres: Mrs. U. Arnold, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Universität Erlangen - Nürnberg, Canerstrasse 7, D-8520 Erlangen, W-Germany, Tel. (09131)857100.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 47 - nr. 4 - 1982

blz. 147 Coding strategies for some deterministic multi-user channels, door Prof.dr.ir. J.P.M. Schalkwijk and dr.ir. A.J.Vinck

blz. 155 Protection of radio and satellite communications, door Prof.dr.J. Arnbak

blz. 164 Werkvergadering nr. 305

blz. 165 Avionica - systemen in verkeersvliegtuigen, door prof.ir.F.J.Abbink

blz. 171 Experimentele Vortex analysator, door Ir. J.M. van der Laan

blz. 176 Werkvergadering nr. 306

blz. 177 Telemetric-kanaalcodering met de (256,224) Reed-Solomon code over GF(257), door M.R. Best en H.F.A.Roefs

blz. 181 On-line processing of high resolution imagery from meteorological satellites, door Ir. H.A. van Ingen Schenau

blz. 187 Uit het NERG. Werkvergaderingen najaar 1982

druk: De Witte Eindhoven